

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
ІМЕНІ ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Факультет електроніки
Кафедра електронних приладів та пристроїв

«На правах рукопису»
УДК 621.385.64

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри, проф., д.т.н.

_____ Л.Д. Писаренко
“ ” _____ 2018 р.

Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра
зі спеціальності 171 –Електроніка
Спеціалізація «Електронні прилади та пристрої»

на тему: **Фазообертач високочастотних сигналів**

Виконав:

Студент 2 курсу, гр. ДЕ-371МП **Сікоєв Максим Валерійович** _____

Науковий керівник:

Професор, д.т.н., с.н.с.

Жовнір М.Ф. _____

Нормоконтроль:

Професор, д.т.н., с.н.с.

Жовнір М.Ф. _____

Рецензент:

Доцент кафедри мікроелектроніки,
канд.техн. наук, доцент

Іващук А.В. _____

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних посилань

Студент _____
(підпис)

Київ – 2018

**Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

Факультет (інститут) _____ Е л е к т р о н і к и

Кафедра _____ Електронні прилади та пристрої

Рівень вищої освіти – другий (магістерський) за освітньо-науковою програмою

Спеціальність (спеціалізація) – **171– Електроніка (Електронні прилади та пристрої)**

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри, проф., д.т.н.

_____ Л.Д. Писаренко

« ____ » _____ 2018 р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Сікоєв Максим Валерійович

1. Тема дисертації: Фазообертач високочастотних сигналів

і науковий керівник Жовнір Микола Федорович, професор, д.т.н., с.н.с.

затверджені наказом по університету від « ____ » _____ 2018 р. № _____

2. Строк подання студентом дисертації: « ____ » _____ 2018 р.

3. Об'єкт дослідження: Фазообертач високочастотних сигналів

4. Предмет дослідження: Фазообертач високочастотних сигналів на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ): центральна частота $f = 78,95$ МГц; 4-х канальний з дискретним зсувом фаз: 0^0 ; 90^0 ; 180^0 ; 270^0 .

5. Перелік завдань, які потрібно розробити: Анотація; вступ; схемотехнічні принципи побудови функціональних пристроїв на ПАХ; обґрунтування структури та функціональної схеми дискретного фазообертача високочастот на ПАХ; методика розрахунку зсуву фаз фазообертачем на ПАХ; висновки; перелік використаної науково-технічної літератури.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу: Функціональна схема фазообертача на ПАХ; креслення фазообертача на ПАХ; плакати з формулами та таблицями.

7. Дата видачі завдання: 10.09.2018 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Огляд науково-технічної літератури по пристроям на поверхневих акустичних хвилях	20.09.2018	
2	Розробка функціональної схеми дискретного фазообертача на поверхневих акустичних хвилях	10.10.2018	
3	Методика розрахунку конструктивних параметрів модуля фазообертача на поверхневих акустичних хвилях	30.10.2018	
4	Методика розрахунку акустоелектричних параметрів модуля на поверхневих акустичних хвилях	15.11.2018	
5	Методика розрахунку параметрів фазообертача на поверхневих акустичних хвилях	30.11.2018	
6	Оформлення графічної частини, плакатів, пояснювальної записки, підготовка доповіді	10.12.2018	

Студент гр. ДЕ-371МП

М.В.Сікоєв

Науковий керівник

М.Ф.Жовнір

РЕФЕРАТ

Фазообертач високочастотних сигналів / Магістерська дисертація зі спеціальності **171– Електроніка** спеціалізації «**Електронні прилади та пристрої**». **Сікоєв М.В.** НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського». Факультет електроніки, кафедра електронних приладів та пристроїв. Група ДЕ-371МП. – К.: НТУУ «КПІ імені Ігоря Сікорського», 2018. – 74 с. іл. 21, табл.3.

Ключові слова: ПАХ – поверхнева акустична хвиля; ЗШП – зустрічно-штировий перетворювач; ЛЗ – лінія затримки; АРК – акустичні радіокомпоненти; ФМ – фазова модуляція; ЧМ – частотна модуляція.

Короткий зміст роботи: Представлено порівняльну характеристику пристроїв на поверхневих акустичних хвилях. Представлено результати розробки параметрів дискретних фазообертачів на поверхневих акустичних хвилях; результати розробки конструктивних та електричних параметрів фазообертача: центральна частота $f=78,95$ МГц; 4-х канальний з дискретним зсувом фаз: 0^0 ; 90^0 ; 180^0 ; 270^0 .

А Н О Т А Ц І Я

В проекті представлено огляд науково-технічної літератури по функціональним пристроям на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ), які знаходять широке застосування в системах генерування та приймання радіосигналів.

Представлено функціональну схему та результати розрахунків параметрів 4-х канального дискретного фазообертача височастотних сигналів на ПАХ з наступними параметрами: центральна частота $f_0 = 78,95$ МГц; зсуви фаз в каналах: 1 канал - 0^0 ; 2 канал - 90^0 ; 3 канал- 180^0 ; 4 канал- 270^0 .

S U M M A R Y

In the project is presented the review of the scientific and technical literature on functional devices on surface acoustic waves (SAW) which find wide application in systems of generating and receive of radio signals.

It is submitted a function chart and results of calculations of parameters of the four-channel discrete phase shifter of high – frequency signals on SAW with following parameters: the central frequency $f_0 = 78,95$ MHz; displacement of phases in channels : 1 channel- 0^0 ; 2 channel- 90^0 ; 3 channel- 180^0 ; 4 channel- 270^0

З М І С Т

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	7
В С Т У П	8
1. ОГЛЯД НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	12
1.1. Перетворювачі поверхневих акустичних хвиль.....	12
1.2. Лінії затримки на поверхневих акустичних хвилях	18
1.3. Смугові фільтри на поверхневих акустичних хвилях	22
1.4. Резонатори на поверхневих акустичних хвилях	27
1.5. Елементи тракту обробки сигналів.....	30
Висновки.....	40
2. ТЕОРЕТИЧНА ЧАСТИНА	41
2.1. Розробка функціональної схеми дискретного фазообертача на поверхневих акустичних хвилях ПАХ.....	44
2.2. Методика розрахунку конструктивних параметрів модуля на поверхневих акустичних хвилях	47
2.2.1. Методика розрахунку конструктивних параметрів модуля на базі звукопроводу із ніобіт літію YZ-зрізу	44
2.2.2. Методика розрахунку конструктивних параметрів модуля на базі звукопроводу із п'єзокварца ST-зрізу	47
2.3. Методика розрахунку акустоелектричних параметрів модуля на поверхневих акустичних хвилях	50
2.3.1. Результати розрахунку акустоелектричних параметрів модуля на базі звукопроводу із ніобат літію YZ –зрізу	54
2.3.2. Методика розрахунку конструктивних параметрів модуля на базі звукопроводу із п'єзокварца ST-зрізу.....	56
2.4. Методика розрахунку зсуву фаз фазообертачем.....	57
2.4.1. Результати розрахунку зсуву фаз фазообертачем на базі звукопроводу із ніобат літію YZ –зрізу	57
2.4.2. Результати розрахунку зсуву фаз фазообертачем на базі звукопроводу із п'єзокварца ST-зрізу	57
Висновки.....	59
3. ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ФАЗИ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ	60
Висновки.....	66
ВИСНОВКИ	67
4. ПРОПОЗИЦІЯ ДО СТАРТАП-ПРОЕКТУ ФАЗООБЕРТАЧА ВИСОКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ	69
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНОЇ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ	73

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

НВЧ – надвисокі частоти

ЛБХ – лампа біжучої хвилі

ЛЗХ – лампа зворотної хвилі

КСХ – коефіцієнт стоячої хвилі

ТКЧ – температурний коефіцієнт частоти

К.К.Д. – коефіцієнт корисної дії

ВСТУП

Фізика поверхневих акустичних хвиль (ПАХ) складає основу нової області прикладної фізики та техніки, яка об'єднує такі різні дисципліни як неруйнівний контроль, сейсмологія та обробка сигналів в електронних системах. Швидкий розвиток фізики та техніки ПАХ обумовлено об'єднанням зусиль спеціалістів по теорії пружності, фізиці твердих тіл та радіотехніці надвисоких частот. Фізика ПАХ була розроблена, головним чином, завдяки розвитку систем обробки сигналів. Вона знайшла важливе застосування в радіолокації, системах зв'язку, телевізійній техніці та в електронній апаратурі військового призначення.

Надзвичайно низька швидкість розповсюдження та, очевидно, дуже мала довжина хвилі таких акустичних (ультразвукових) хвиль дозволяють дуже просто здійснювати за їх допомогою ті операції, які було б досить важко виконати при будь-якій іншій технології. Тому пристрої на ПАХ в області частот від 3 МГц до 3000 МГц дуже практичні та, крім цього, мають дуже малі розміри та масу при високій механічній міцності та надійності.

В основу систематизованого викладу технічних характеристик елементів і пристроїв на ПАХ доцільно покласти функціональну класифікацію. Вибір функціональної ознаки класифікації визначається наступним:

1. Принципової різниці в конструкції елементів і пристроїв на ПАХ, виконаних для роботи на різних частотах, фактично не існує. Таким чином, "частотна" класифікація, аналогічна загальноприйнятій радіотехнічній (ВЧ - НВЧ), у цьому випадку незастосовна.

2. Область застосування елементів і пристроїв на ПАХ розширюється одночасно з розширенням їхніх функціональних можливостей, що ускладнює в даний час проведення предметної класифікації.

Пристрої на ПАХ доцільно розділити на однофункціональні елементи і багатофункціональні пристрої обробки сигналів:

1. До однофункціональних елементів можна віднести лінії затримки електричних сигналів, фільтри і резонатори на ПАХ, що можуть бути виділені в самостійні класи. До них відносяться також узгоджувальні елементи (акустичні трансформатори опорів), розгалужувачі і суматори сигналів, акустичні фазообертачі й атенюатори. У свою чергу, ряд класів за функціональною ознакою можуть бути розділені на підкласи. Клас "Лінії затримки" включає підкласи: лінії з однократною затримкою сигналу; багатовідвідні лінії затримки; дисперсійні лінії затримки. Клас "Фільтри і резонатори" включає підкласи: смугові фільтри і резонатори. Для позначення цих елементів надалі по тексту представляється можливим використовувати термін акустoeлектроні чи акустичні радіокомпоненти (АРК).

2. До багатофункціональних пристроїв обробки сигналів відносяться фільтри фазомодульованих (ФМ) і (частотномодульованих (ЧМ) сигналів, генератори та підсилювачі сигналів на ПАХ. Багатофункціональні пристрої на ПАХ компонуються з однофункціональних (акустичних, електричних, електронних) елементів, причому конструктивна сукупність складових елементів визначається загальними вимогами до багатофункціонального пристрою. Зокрема, погоджені фільтри являють собою сукупність багатовідвідних ліній затримки (фільтри ФМ-сигналу), дисперсійних ліній затримки (фільтри ЧМ сигналу), суматорів, фазообертачів, смугових фільтрів. У керованих (програмувальних чи адаптивних) фільтрах ФМ сигналу використовуються й електронні комутаційні елементи. Генератори сигналів на ПАХ використовують смугові фільтри, лінії затримки або резонатори як частотно-стабілізуючі елементи, електронні підсилювачі.

Характерним прикладом застосування пристроїв на ПАХ є телевізійна техніка: селектори телевізійних каналів, фільтри проміжної частоти. Застосування ПАХ фільтрів дозволяє виключити велику кількість настроювальних операцій, значно підвищити продуктивність праці на багатьох операціях складання та налагодження телевізорів.

Реалізація фазообертача на ПАХ не потребує якоїсь складної технології і відрізняється від звичайної лінії затримки лише фотошаблоном. Фазообертачі є необхідними пристроями в каскадах обробки, модуляції і демодуляції сигналів. Вони використовуються в радіолокаційній, лазерній, телевізійній, комп'ютерній, військовій та іншій техніці. При цьому їх частотні показники набагато кращі за електронні аналоги. Вони мають малі габарити, стійкі до температурних та механічних навантажень, можуть розміщуватися на одному кристалі з інтегральною мікросхемою.

Завданням цієї роботи є розробка чотирьохканального дискретного фазообертача на ПАХ. В кожному каналі зсув фаз забезпечується різною довжиною металізації між вхідним і вихідним зустрічно-штировими перетворювачами. В ньому використовується той ефект, що є різниця між швидкістю розповсюдження ПАХ на поверхні кристалу п'єзоелектрика та на короткозамкненій тій самій поверхні. Змінюючи довжину металевої плівки у каналі можна змінити зсув фаз.

Відрізняється цей фазообертач від своїх попередників тим, що за рахунок повного рознесення каналів зменшуються втрати енергії, які були у непідключених до лінії вихідних ЗШП. Фазообертач зручно використовувати для обробки як одного сигналу, так і для обробки різних чотирьох сигналів. Такий фазообертач можна використовувати в каскадах обробки сигналу, на

його основі можна спроектувати генератор з змінною частотою, або просто систему автопідстройки для генератора надвисоких частот.

Вихідні дані для розрахунку фазообертача на ПАХ:

- центральна частота $f_0 = 78,95$ МГц;
- смуга пропускання $\Delta f = 2,5$ МГц;
- затримка сигналу $\tau = 15,0$ мкс;
- зсуви фаз в каналах: 1 канал - 0^0 ; 2 канал - 90^0 ;
3 канал- 180^0 ; 4 канал- 270^0 .

1. ОГЛЯД НАУКОВО – ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1.1. Перетворювачі поверхневих акустичних хвиль

З середини 60-років для збудження та прийому поверхневих акустичних хвиль використовуються в основному електродні однофазні та двофазні перетворювачі [1...11]. Використання таких перетворювачів стало важливим етапом розвитку техніки ПАХ та призвело до появи цілого ряду нових пристроїв. Для виготовлення електродних перетворювачів став в нагоді добре розроблений до того часу метод фотолітографії. Це дозволило в значному ступені спростити технологію виготовлення перетворювачів та розширити діапазон частот пристроїв, в яких використовуються ПАХ. В теперішній час існують пристрої на ПАХ, що працюють в діапазоні частот від мегагерц до одиниць гігагерц.

Робота електродних перетворювачів основана на тому, що змінні в просторі та часу електричні поля, які створюються в п'єзоелектричному кристалі системою електродів, через п'єзоефект викликають пружні деформації, які розповсюджуються від електродної решітки в вигляді об'ємних та поверхневих хвиль. При цьому пружні деформації супроводжуються змінним електричним полем.

Однофазний перетворювач ПАХ (рис.1.1) складається із гребінки електродів 1, що розміщена на робочій поверхні п'єзоелектричного звукопровіду 2, та суцільного електроду 3, що нанесений на тильну поверхню звукопровіду. Електроди гребінки з'єднані один з одним шиною 4. Генератор чи навантаження з'єднується з електродом 3 та шиною 4 безпосередньо або через узгоджувальні каскади.

Період електродів однофазної решітки обирається рівним довжині поверхневої акустичної хвилі в звукопроводі. При цьому забезпечується максимальна ефективність взаємного перетворення електричного та акустичного сигналів. Ширина електродів обирається рівною половині довжини поверхневої хвилі, а апертура електродів W в перетворювачах ПАХ практично завжди значно перевищує довжину акустичних хвиль, що збуджуються, та відстань між електродами решітки, тобто $W \approx (10 \dots 200)\lambda_a$. Останнє пояснюється тим, що тільки при виконанні умови $W \geq \sqrt{L\lambda_a}$ (L – відстань між перетворювачами) можна знехтувати дифракційними втратами при проходженні хвилі від вхідного до вихідного перетворювача.

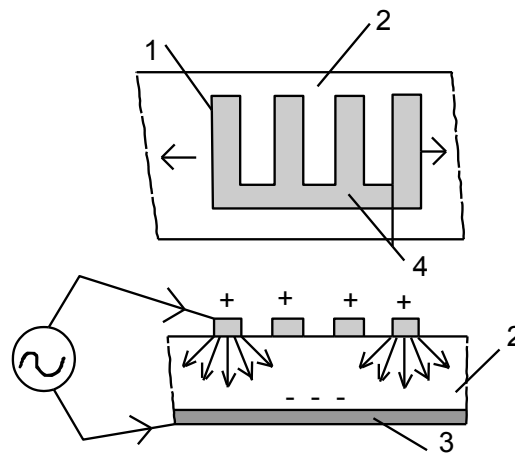


Рис.1.1. Однофазний перетворювач

Період електродів однофазної решітки обирається рівним довжині поверхневої акустичної хвилі в звукопроводі. При цьому забезпечується максимальна ефективність взаємного перетворення електричного та акустичного сигналів. Ширина електродів обирається рівною половині довжини поверхневої хвилі, а апертура електродів W в перетворювачах ПАХ практично завжди значно перевищує довжину акустичних хвиль, що збуджуються, та відстань між електродами решітки, тобто $W \approx (10 \dots 200)\lambda_a$.

Останнє пояснюється тим, що тільки при виконанні умови $W \geq \sqrt{L\lambda_a}$ (L – відстань між перетворювачами) можна знехтувати дифракційними втратами при проходженні хвилі від вхідного до вихідного перетворювача.

Погонна ємність електроду періодичної решітки:

$$C_1 = (\varepsilon_{II} + \varepsilon_0)(K(k')/2K(k)) , \quad (1.1)$$

де $K(k)$ – повний еліптичний інтеграл першого роду, $k=(h-d)/(h+d)$, $k' = \sqrt{1-k^2}$; h – період решітки, d – ширина електродів.

Ефективність акустoeлектричного перетворення зростає по мірі зменшення товщини підложки. Її мінімальна товщина обмежена, з одного боку, технологічною трудностю виготовлення тонких п'єзоелектричних звукопроводів, з другого – умовою розповсюдження недисперсійної поверхневої хвилі, що полягає в тому, що хвиля на товщині звукопроводу повинна згаснути. Це призводить до того, що на практиці товщина звукопроводів завжди перевищує декілька довжин хвиль.

Двохфазний перетворювач поверхневих акустичних хвиль (рис.1.2) складається із зустрічно-штирової системи електродів 1 на поверхні п'єзoeлектрика. Електроди в кожній з груп з'єднані один з одним шинами 2 та 3. Шини, в свою чергу, з'єднуються з джерелом напруги чи навантаженням. З урахуванням умови акустичного синхронізму крок електродів двофазної решітки обирається рівним половині довжини поверхневої хвилі, що збуджується. Погонна ємність пари електродів в зустрічно-штировій періодичній решітці визначається із рівняння:

$$C_2 = (\varepsilon_{II} + \varepsilon_0)[K(k_2)/K(k'_2)], \quad (1.2)$$

$$\text{де } k_2 = \sin(\pi/2 \cdot d/h) . k_2 = \sin\left[\frac{\pi}{2d/h}\right].$$

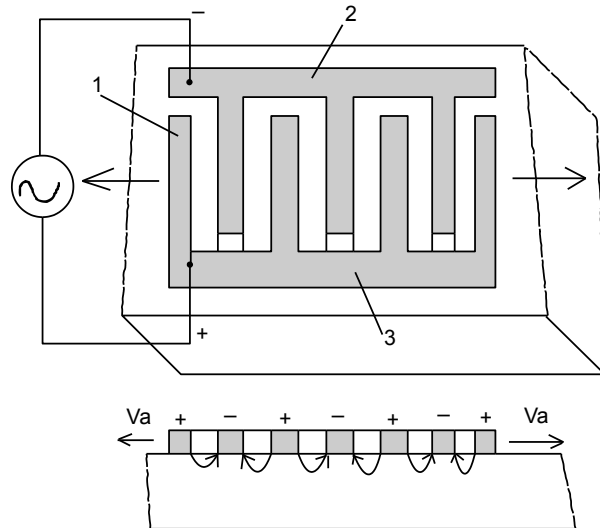


Рис. 1.2. Двофазний перетворювач

Однофазний та двофазний перетворювачі мають свої переваги та недоліки. При рівному періоді решіток робоча частота однофазного перетворювача вдвічі вища робочої частоти двофазного. Ця властивість однофазного перетворювача дає йому деяку перевагу при роботі в області високих частот ($f \geq 100$ МГц). Крім того, максимальне значення напруги електричного поля в однофазній решітці може значно перевищувати напругу електричного поля в двофазній решітці, тобто в однофазному перетворювачі різнополярні електроди розділені шаром п'єзоелектрика та немає небезпеки електричного пробоя через повітря, як це має місце в двофазних перетворювачах.

Суть задачі збудження та й прийому ПАХ зустрічно-штировими перетворювачами (ЗШП) полягає у визначенні співвідношень між конфігурацією та числом електродів перетворювача з такими його електричними параметрами як імпульсний відгук, частотна характеристика, параметри еквівалентної схеми тощо. Однак, точне рішення цієї задачі надзвичайно громіздке. Задовільні результати дають розрахунки, виконані в

припущенні слабого електромеханічного зв'язку з застосуванням спрощених моделей перетворювача (моделі з дельта-функціями та еквівалентна схема).

В методі еквівалентних схем кожному електроду перетворювача ставиться у відповідність відрізок довгої лінії, параметри якої знаходяться наближено. Еквівалентна схема дозволяє дослідити залежність основних електричних параметрів перетворювача ПАХ від його конфігурації, кроку електродів та фізичних властивостей п'єзоелектричного середовища. В конкретній ситуації еквівалентну схему можна представити у вигляді послідовної або паралельної електричних схем (рис.1.3). Послідовна електрична схема (рис.1.3,а) зустрічно-штирового перетворювача містить статичну ємність $C_{np} = N'C_2W$ (N' - число пар електродів), активну $R_a(\omega)$ та реактивну $X_a(\omega)$ складові опору випромінювання:

$$R_a(\omega) = R_a(\omega_0)(\sin x / x)^2; \quad X_a(\omega) = R_a(\omega_0)(\sin 2x - 2x / x^2), \quad (1.3)$$

де $R_a(\omega_0) = 4k_m^2 / \pi\omega_0 C_2 W$; $x = [(\omega - \omega_0) / \omega_0] \pi N'$, ω_0 - частота акустичного синхронізму.

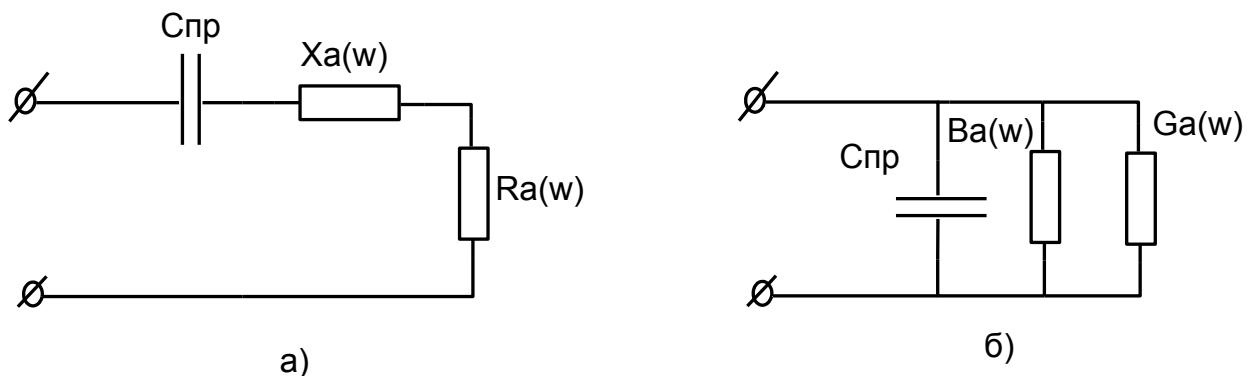


Рис. 1.3. Еквівалентні схеми зустрічно-штирового перетворювача

Паралельна електрична схема (рис.1.3,б) містить статичну ємність C_{np} , активну $G_a(\omega)$ та реактивну $B_a(\omega)$ - складові провідності випромінювання, залежність яких від частоти визначається наступними співвідношеннями:

$$G_a(\omega) = G_a(\omega_0) \frac{\sin x}{x}; \quad B_a(\omega) = G_a(\omega_0) \frac{\sin 2x - 2x}{2x^2}; \quad G_a(\omega_0) = 4 / \pi k_m^2 \omega_0 C_1 W(N')^2. \quad (1.4)$$

Для узгодження перетворювача із зовнішніми каскадами використовується послідовна індуктивність L_c , що підібрана з врахуванням компенсації статистичної ємності перетворювача. При цьому узгоджувальна індуктивність L_c разом з статистичною ємністю перетворювача $C_{пр}$ утворюють електричний контур, добротність якого залежить від кількості пар електродів перетворювача N' та коефіцієнту електро механічного зв'язку звукопроводу k_m :

$$Q_e = \pi / (4k_m^2 N'). \quad (1.5)$$

Акустична добротність перетворювача Q_a залежить лише від часового запізнення сигналу в решітці і визначається співвідношенням:

$$Q_a = f_0 / \Delta f = N', \quad (1.6)$$

де $\Delta f = 1/T_3 = f_0 / N'$.

На рис.1.4 зображені залежності Q_e та Q_a від кількості пар електродів перетворювача N' для різних п'єзоелектриків. Точка перетину графіків Q_e та Q_a зміщується вздовж вісі N' вправо по мірі зменшення коефіцієнту електро механічного зв'язку п'єзоелектрика. Оптимальна кількість пар електродів перетворювача для даного матеріалу N'_0 обирається з умови рівності акустичної та електричної добротності. Ці значення N' відповідають точкам перетину кривих Q_e та Q_a .

При оптимальній кількості електродів зустрічно-штирового перетворювача смуга пропускання узгодженого електричного контуру рівна смузі акустичній, тобто забезпечується повне узгодження електро акустичного тракту в робочій смузі частот чи оптимальне електро акустичне узгодження.

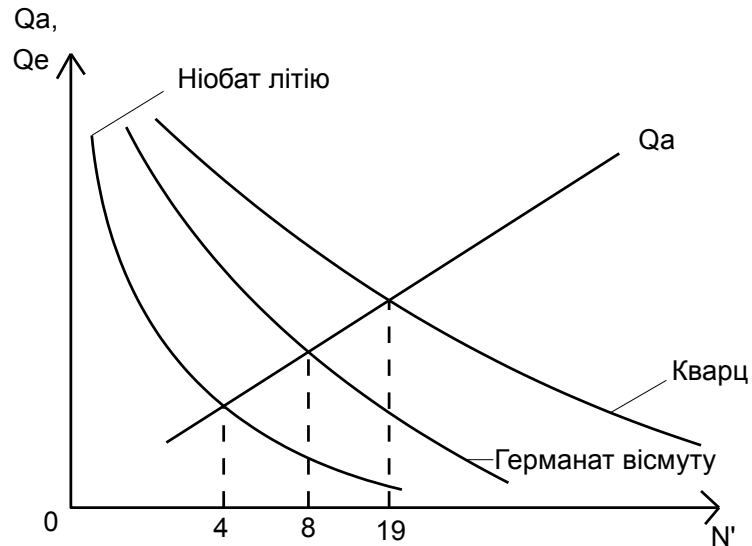


Рис.1.4. Залежності акустичної та електричної добротностей зустрічно-штирового перетворювача

Безперечно, оптимальне узгодження перетворювача в робочій смузі частот є одним з головних умов, які забезпечують ефективну роботу перетворювача. Однак іншою, не менш важливою, умовою є електричне узгодження з зовнішніми ланцюгами, тобто забезпечення рівності вхідного (вихідного) опору перетворювача та опору джерела (навантаження).

Приймаючи опір зовнішніх ланцюгів незмінним в смузі частот, будемо розуміти під електричним узгодженням виконання співвідношення $R_a(\omega_0) = R_{вн}$ чи $G_a(\omega_0) = G_{вн}$, де $R_{вн}$ та $G_{вн}$ – відповідно опір та провідність зовнішнього ланцюга.

Вищенаведені розмірковування відносять до перетворювачів з постійним кроком електродів (еквідистантним перетворювачам). Більш складніше обчислюються параметри нееквідистантних перетворювачів.

1.2. Лінії затримки на поверхневих акустичних хвилях

Основними вимогами до пристроїв, що здійснюють затримку електричних сигналів у сучасній радіоелектронній апаратурі, є

забезпечення визначеного часу затримки, робочої частоти, широкої смуги пропускання і низького згасання. З відомих типів ліній затримки ЛЗ на ПАХ найбільше повно задовольняють перерахованим вимогам. Вони забезпечують затримку сигналу в межах $(0,0001...1,0)$ мс. Повна інтегральність конструкції і низькі (у більшості випадків 10...30 дБ) втрати є ще однією істотною перевагою цих ліній.

У якості звукопроводу ЛЗ використовуються звичайно п'єзоелектричні матеріали. Найбільш широко використовується п'єзокварц (SiO_2) різних зрізів, останнім часом все частіше використовуються ніобат літію ($LiNbO_3$) і германат вісмуту ($Bi_{12}GeO_{20}$), п'єзокераміка. У табл.1.1 приведені параметри основних п'єзоелектричних матеріалів, необхідних в процесі вибору матеріалу звукопроводу ЛЗ і розрахунку її параметрів.

Таблиця № 1.1

Фізичні параметри акустичних кристалів

№ п/п	Матеріал	Орієнтація	Швидкість ПАХ, V_A , м/с	Коефіцієнт електромеханіч- ного зв'язку k_m^2 , %	Температурний коефіцієнт затримки, $TKЗ \cdot 10^{-6}$, $1/^\circ C$
1	Ніобат літію $LiNbO_3$	Y, Z $Y+128^\circ$, X	3488 4000	4.5 5.78	94 72
2	П'єзокварц SiO_2	Y, X ST, X	3159 3158	0.23 0.16	-24 0
3	Силікат вісмуту $Bi_{12}SiO_{20}$	(001), [110]	1700	1.8	118
4	Танталат літію $LiTaO_3$	Y, Z X, $Y+112^\circ$	3230 3259	0.74 0.74	35 18
5	Германат вісмуту $Bi_{12}GeO_{20}$	001 111 110 111	1680 1700 1620 1650	1,44 1,64 0,74 1,7	-115 -137 -140 128

Матеріал звукопроводу для ЛЗ вибирають виходячи з конкретних задач. Якщо необхідно одержати максимальну затримку сигналу, перевага

віддається матеріалам з високою погонною затримкою. З таблиці № 1.1 випливає, що до таких матеріалів відносяться германат вісмуту і силікат вісмуту, які забезпечують значно меншу швидкість ПАХ. Застосування в якості звукопроводу ЛЗ цих матеріалів дозволяє мінімізувати довжину звукопроводу при тій же затримці сигналу. Однак не слід думати, що максимальна затримка сигналу може бути отримана саме за допомогою матеріалів з великою погонною затримкою. У процесі синтезу п'єзоелектричних матеріалів у залежності від орієнтації зрізу і типу матеріалу одержують зразки обмеженої довжини. Наприклад, п'єзокварц (У-20°; Х) може мати довжину до 500 мм і більш, що відповідає затримці 160 мкс.

Германат вісмуту зрізу (001) з напрямком поширення [110] у даний час вирощується довжиною до 100...150 мм, що відповідає затримці 60...90 мкс. Таким чином, варто враховувати як погонну затримку, так і максимальну довжину зразків обраного матеріалу.

Ці міркування відносяться до класичної схеми побудови лінії затримки. Така ЛЗ містить вхідний перетворювач ПАХ і розташований з ним у загальному акустичному потоці на поверхні звукопроводу вихідний перетворювач. Акустична хвиля поширюється по прямолінійній траєкторії і затримка сигналу визначається відношенням відстані між перетворювачами до швидкості ПАХ.

Відомі також лінії затримки на ПАХ, у яких напрямок акустичної хвилі в процесі поширення багаторазово змінюється. Ці лінії, що забезпечують набагато більшу затримку, за аналогією з об'ємно-хвильовими ЛЗ можна назвати багатохідними.

У сучасних конструкціях ліній затримки на ПАХ застосовуються в основному зустрічно-штирові перетворювачі 1, 2 (рис.1.5). На кінцях

звукопроводу з метою придушення відбитих сигналів наноситься поглинаюче покриття 3. У відносно вузько-смугових ЛЗ для зменшення енергетичних втрат можуть застосовуватися й односпрямовані перетворювачі.

Варто виділити дві групи ліній: лінії із середнім (<100 мкс) і великим ($100... 1000$ мкс) часом затримки. Затримка до 100 мкс може бути досягнута відповідним вибором відстані між вхідним і вихідним перетворювачами. Таким чином, конструкції ліній затримки першої групи будуються на основі класичної схеми: вхідний і вихідний перетворювачі розташовуються в загальному акустичному потоці на одній поверхні звукопроводу (рис.1.5).

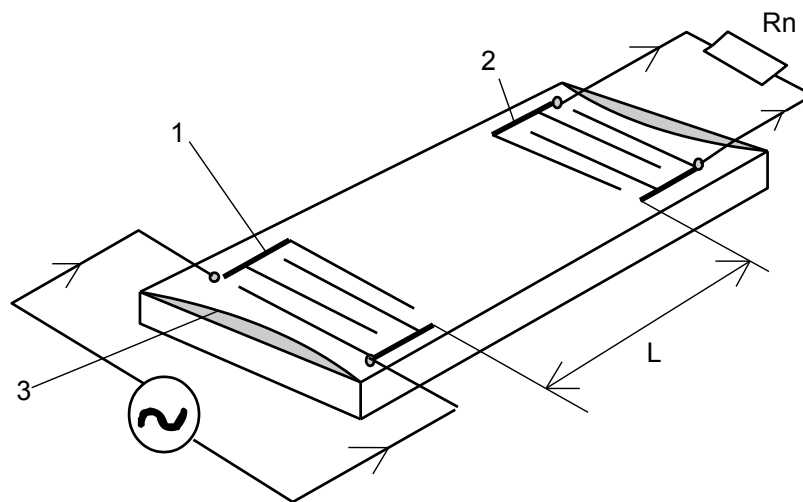


Рис.1.5. Лінія затримки на ПАХ

Ці лінії можуть розрізнятися лише конфігурацією перетворювачів. Розробка ліній з великим часом затримки спричиняє появу різноманітних конструкцій ЛЗ, характерною ознакою яких є складна траєкторія поширення ПАХ. Серед них можна відзначити дві основні конфігурації: лінії з закругленими краями, що забезпечують перехід ПАХ з однієї робочої поверхні на іншу, і лінії зі складною траєкторією поширення хвилі на одній поверхні звукопроводу.

Акустична поверхнева хвиля в залежності від орієнтації перетворювачів може поширюватися в циліндричній ЛЗ по замкнутої або по спіральній траєкторії. У лінії із замкнутою траєкторією поверхнева акустична хвиля поширюється паралельно циліндричній утворюючій.

У таблиці № 1.2 приведені основні електричні параметри ліній затримки з фіксованою затримкою сигналу, які були реалізовані у практичних розробках.

Таблиця № 1. 2

Параметри ліній затримки на ПАХ

Затримка сигналу τ , мкс	Центральна частота f_0 , МГц	Смуга пропускання Δf , МГц	Втрати B_0 , дБ	Конструктивні особливості	Матеріал звукопровод у
3,5	40	7	12	З прямолінійною траєкторією ПАХ	Ніобат літію YZ-зрізу
7,2	40	4,2	16	З прямолінійною траєкторією ПАХ	Ніобат літію YZ-зрізу
0,95	33,8	6,5	2	З прямолінійною траєкторією ПАХ	Ніобат літію YZ-зрізу
7,2	120	13	20	З прямолінійною траєкторією ПАХ	Германат вісмуту (110) [001]
240	41	5,5	43	Дискова	Кварц Y-зріз
970	85	7,4	65	Спіральна	Германат вісмуту (110) [001]
1260	60	60	40....50	Спіральна з $\Delta V/V$ - хвилеводом	Германат вісмуту (110) [001]

1.3. Смугові фільтри на ПАХ

Відносна простота реалізації фільтрів на ПАХ із заданими характеристиками в широкому діапазоні робочих частот, технологічність і

повна інтегральність конструкції успішно сполучаються з точною повторюваністю їхніх параметрів. Вартість фільтрів при великій серії випуску визначається в основному вартістю матеріалу звукопроводу і його виготовлення, а витрати на виробництво фотошаблону в перерахуванні на один фільтр незначні. У США, наприклад, при масовому виробництві телевізійних фільтрів проміжної частоти вартість фільтра лежить у межах 1...2 доларів.

Широке впровадження смугових фільтрів на ПАХ у сучасних розробках обумовлено дійсно унікальними характеристиками цих пристроїв. Дотримуючись прийнятої в радіотехніці частотної класифікації, можна виділити кілька основних частотних діапазонів, у яких використовуються смугові фільтри, засновані на різних фізичних принципах. Це в основному метровий і дециметровий, сантиметровий і міліметровий діапазони. Смугові фільтри на ПАХ, за останніми даними, широко використовуються в діапазоні частот 10 МГц... 1 ГГц, тобто перекривають метровий і дециметровий діапазони. Ще ширше діапазон відносної смуги пропускання смугових фільтрів на ПАХ. Він простирається від 0,01 до 100% і більш. Внесені втрати смугових фільтрів цього типу, що використовують односпрямовані перетворювачі, вдається знизити до 1...2 дБ, а середня величина внесених втрат складає 10...20 дБ. Гарне придушення відбитих сигналів, рівень яких у сучасних фільтрах не перевищує 40 дБ від основного сигналу, дозволяє оптимізувати електричні характеристики фільтрів.

У процесі розробки смугових фільтрів на ПАХ основна увага приділяється розширенню їхніх функціональних параметрів: розширення робочого діапазону частот та відносної смуги пропускання, зменшення внесених втрат і т.п.

У доступному для огляду майбутньому нижньою межею частотного діапазону фільтрів можна буде вважати одиниці мегагерц. На більш низьких частотах істотно зростуть геометричні розміри ПАХ-фільтрів, що значно послабляє їхню конкурентноздатність у порівнянні з іншими типами фільтрів.

В області високих частот використання смугових фільтрів, як і інших пристроїв на ПАХ, обмежено здатністю технологічного процесу, що дозволяє, одержання провідної електродної структури перетворювача. Сьогоднішня планарна технологія дозволяє виготовити перетворювачі на частоти до 1...2 ГГц, однак більшість пристроїв на ПАХ працює на частотах до декількох сотень мегагерц. Підвищення робочої частоти фільтрів можливо на основі як подальшого удосконалювання технології, так і пошуку нових матеріалів звукопроводу з високою швидкістю поширення ПАХ.

По величині відносної смуги пропускання фільтри можна класифікувати як надвузькосмугові ($0,01\% < \Delta f/f_o < 0,1\%$); вузькосмугові ($0,1\% < \Delta f/f_o < 1\%$); середньосмугові ($1\% < \Delta f/f_o < 10\%$); широкосмугові ($10\% < \Delta f/f_o < 50\%$) і над широко-смугові ($50\% < \Delta f/f_o < 100\%$). При всій умовності цієї класифікації можна відзначити істотні розходження конструктивних і структурних ознак фільтрів різних класів. Подальше розширення діапазону відносної смуги пропускання обумовлено появою нових конструктивних реалізацій фільтрів. Так, найбільше вузькосмугові фільтри виконуються на основі ПАХ-резонаторів, що дозволяє при обмежених розмірах звукопроводу одержати дуже вузьку відносну смугу пропускання фільтра.

Мінімізація втрат, що досягається, наприклад, використанням односпрямованих перетворювачів, дозволяє смуговим фільтрам на ПАХ

наблизитися по цьому параметрі до електричних фільтрів. Сучасні методи вагової обробки дозволяють одержати придушення за смугою пропускання більш 60 дБ. Ця цифра відноситься, безумовно, до кращих зразків фільтрів. Практично придушення за смугою складає 40...50 дБ. Граничною величиною придушення можна вважати 70 дБ.

В основі досить розповсюдженої конфігурації фільтрів лежить симетричне розташування вихідних перетворювачів 3, 4 (рис.1.6) щодо вхідного перетворювача 2, розміщеного в центрі звукопроводу 1. Якісний аналіз роботи подібного пристрою показує значний виграш у коефіцієнті передачі, реалізований за рахунок прийому обох частин акустичної хвилі, збудженої вхідним перетворювачем 2, вихідними перетворювачами 3 та 4.

Вище було відзначено, що застосування у фільтрі двох широкосмугових перетворювачів, об'єднаних між собою і розташованих по різні сторони від смугозадавального, можливо лише у випадку симетричної огинаючої імпульсного відгуку смугозадавального перетворювача. Відмітимо, що смугозадавальний перетворювач, незважаючи на очевидну симетрію його топології, виконується на повну тривалість необхідного відгуку фільтра, тобто його геометрична довжина $l = V_A \cdot \tau$, де V_A - швидкість акустичної хвилі в звукопроводі. При цьому структура перетворювача дуже складна, як і технологія його виготовлення, що пов'язано з необхідністю розміщення на невеликій довжині великого числа електродів. Це супроводжується збільшенням похибок просторового розташування електродів при виготовленні фотошаблону перетворювача, що призводить до перекручування заданих частотних характеристик і зниженню надійності фільтра.

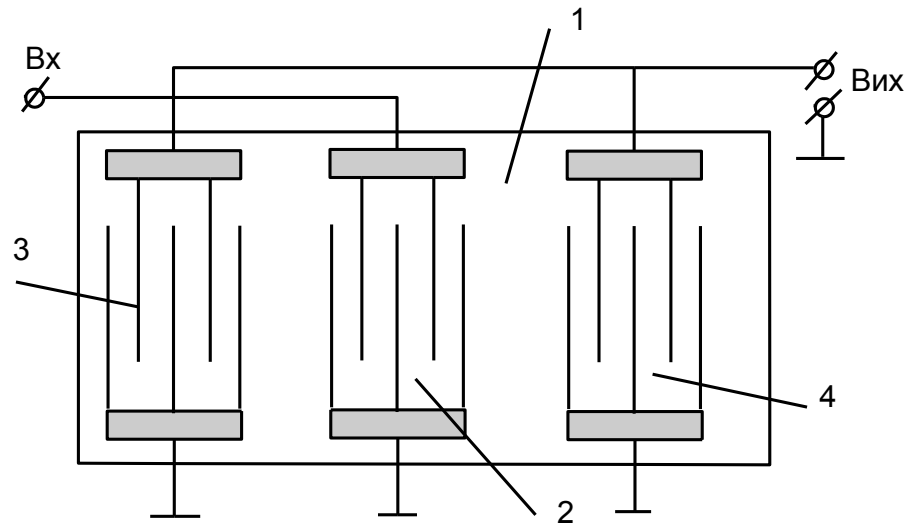


Рис.1.6. Функціональна схема двонаправленого фільтра на ПАХ

Логічним виходом з положення було б скористатися при формуванні імпульсного відгуку перетворювача лише однієї із симетричних половин його аподизованої зустрічно-штирової структури. Саме на цьому підході і будується конструктивне рішення акустичного смугового фільтра (рис.1.7), який має вхідний смугозадавальний перетворювач 1 та два широкосмугових вихідних перетворювача 2 і 3, розташованих по обидві сторони від нього. Довжина перетворювача у напрямку розповсюдження хвилі $L/2 = \tau \cdot V_A / 2$. Аподизація виконана у відповідності до закону амплітудної модуляції однієї з симетричних половин заданого імпульсного відгуку фільтра. Аподизація реалізована шляхом зміни перекриття штирів.

Вихідні перетворювачі 2, 3 фільтра розміщуються на однаковій відстані від краю вхідного, відповідного центру заданого імпульсного відгуку. Таким чином, правий вихідний перетворювач 3 розташований на відстані L_0 від краю смугозадавального перетворювача 1, відповідної периферійній частині імпульсного відгуку, а інший широкосмуговий перетворювач 2 – на відстані $\frac{L}{2} + L_0$ на протилежній стороні перетворювача.

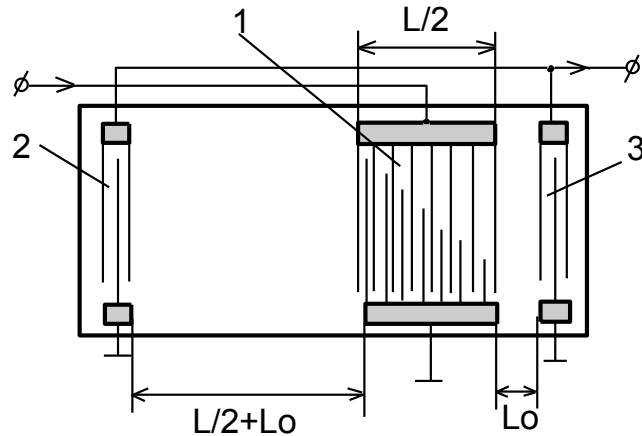


Рис.1.7. Функціональна схема аподизованого фільтра на ПАХ

Серед переваг такого фільтра слід відмітити зменшення вдвічі штирів. Електричні параметри фільтра забезпечуються з великою точністю, тому що зменшується вплив дисперсійних спотворень хвиль та рівень їх відбиття від електродів перетворювачів.

1.4. Резонатори на поверхневих акустичних хвилях

За принципом дії резонатори на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ-резонатори) багато в чому аналогічні кристалічним резонаторам на об'ємних хвилях. Якщо резонаторна порожнина останніх обмежена поверхнями кристала, то в ПАХ-резонаторах її обмежують розподілені відбивачі, розташовані в загальному акустичному потоці (рис.1.8). Коефіцієнт відбиття розподілених відбивачів при великому числі елементів близький до одиниці. В такий спосіб процес утворення резонуючої порожнини в ПАХ-резонаторі полягає в рознесенні відбивача на необхідну відстань. У якості періодичних неоднорідностей у таких структурах використовуються металеві електроди 1, пази 2, дифузійні неоднорідності 3 і т.д. Максимум коефіцієнта відбиття решітки лежить на частоті $f = V_A / 2h$.

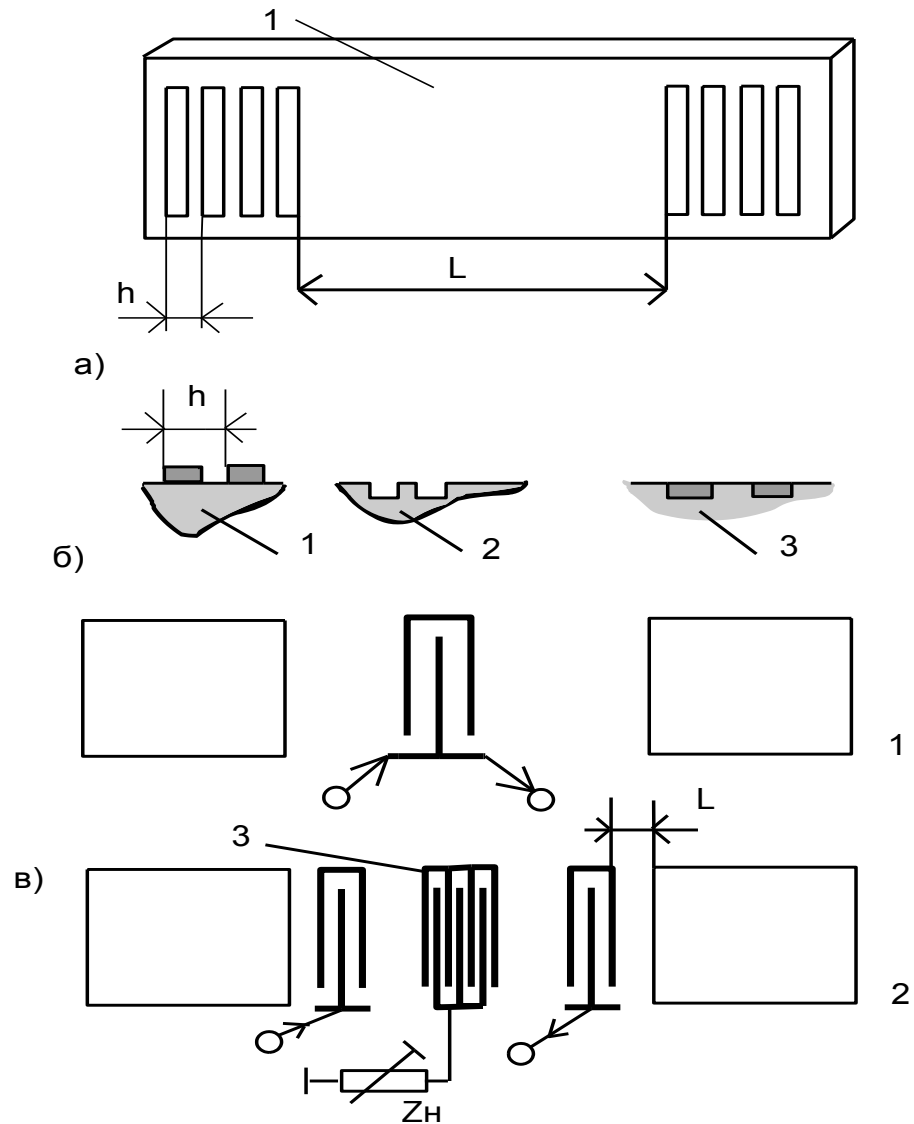


Рис.1.8. Функціональні схеми ПАХ-резонаторів

Продовжуючи за аналогію з кристалічним резонатором, доцільно замінити розподілені відбивачі еквівалентними зосередженими відбивачами. Розташування зосереджених відбивачів збігається з ефективним центром відбиття решітки.

Відстань від початку відбивача до ефективного центру в загальному випадку дорівнює $L_p = \rho h / 2$ при $\rho = 1$, де ρ - коефіцієнт відбиття парціального відбивача (одного елемента) решітки. Добротність найпростішого ПАХ-резонатора, що складається з резонаторної порожнини 1 (рис.8,а),

визначається втратами на поширення хвилі, втратами у відбивачах, дифракційними ефектами і генерацією об'ємних хвиль. Розміщення в резонаторній порожнині перетворювачів для зв'язку з зовнішніми електричними ланцюгами супроводжується додатковими втратами.

Результуючу добротність резонатора можна обчислити з виразу: $\frac{1}{Q} = \sum \frac{1}{Q_i}$,

де Q_i визначається різними механізмами втрат.

Діапазон робочих частот ПАХ-резонаторів 10...2000 МГц. Сучасні методи літографії забезпечують реалізацію ґратчастих відбивачів із субмікронними розмірами елементів. При цьому верхня границя частотного діапазону ПАХ-резонаторів приблизно на порядок перевищує відповідну величину для їхніх об'ємно-хвильових аналогів. Ще однією безумовною перевагою ПАХ-резонаторів є простота виготовлення звукопроводу незалежно від величини резонансної частоти, а також велика стійкість при механічних навантаженнях.

Для зв'язку із зовнішніми ланцюгами ПАХ-резонатор може містити один (рис.1.8,в.) або два перетворювачі, розташовані в резонаторній порожнині. У першому випадку резонатор називають одновходовим, у другому – двовходовим ПАХ-резонатором. Двохвходовий резонатор (рис.1.8,в.) аналогічний лінії затримки. Однак на резонансній частоті коефіцієнт передачі цієї лінії різко зростає за рахунок резонансу. Двохвходовий резонатор може використовуватися в якості надвузькосмугового фільтра, забезпечуючи ту ж відносну смугу пропускання, що і фільтр звичайного типу, при набагато менших розмірах.

Добротність ПАХ-резонаторів складає до $10^3 \dots 10^4$, внесені втрати для двох-входового резонатора - 5...7 дБ. Високого придушення бічних пелюстків передатної функції вдається домогтися каскадним включенням резонаторів. При незначному збільшенні внесених втрат (на 6...8 дБ) придушення бічних пелюстків зростає на 40 дБ і складає - 80 дБ.

Однак ефект від послідовного з'єднання резонаторів досягається лише в тому випадку, коли резонансні частоти парціальних резонаторів відрізняються на величину, багато меншу, ніж Δf . Такий незначний розкид частот витримати в процесі виготовлення резонаторів досить складно. Підстроювання ПАХ-резонатора може бути зроблена декількома способами. Одним з найбільш ефективних є введення в резонаторну порожнину додаткового перетворювача 3, (рис.1.8). Зміна навантажувального імпедансу Z_n перетворювача впливає на швидкість ПАХ і, отже, на час поширення хвилі між відбивачами. У такий спосіб можна змінювати резонансну частоту в межах $(1...5)10^{-3}$. Перестроюванні резонатори є перспективним стабілізуючим елементом для генераторів на ПАХ, адаптивних смугових і режекторних фільтрів та інших пристроїв обробки сигналів.

1.5. Елементи тракту обробки сигналів

Акустичні радіокомпоненти (АРК), розглянуті нижче, реалізують операції, найбільш розповсюджені в багатофункціональних пристроях обробки сигналу: енергетичне узгодження в тракті поширення сигналів, розгалуження і підсумовування електричних сигналів, зміна фази й амплітуди сигналів. Як лінії затримки і смугові фільтри на ПАХ АРК мають свої електричні й електронні аналоги.

Роль узгоджувального елемента тракту виконують в багатьох схемах електричні трансформатори. Однак узгоджувальні елементи на ПАХ, що одержали назву акустичних трансформаторів, мають такі притаманні АРК переваги: широкий діапазон робочих частот, висока повторюваність параметрів, конструктивність і технологічність пристрів.

Хвилеводні, коаксіальні та інші електричні розгалужувачі і суматори сигналів, також добре відомі розроблювачам радіоелектронної апаратури. Сучасні конструкції ПАХ-елементів того ж призначення в деяких випадках мають перед ними ряд досить суттєвих технічних переваг (це можна віднести і до фазообертачів і атенюаторів).

Акустичні трансформатори. При введенні будь-якого АРК в електричний тракт поширення сигналу доводиться розв'язувати проблему узгодження опору зовнішніх електричних ланцюгів з його вхідними і вихідними перетворювачами. Джерело (генератор) електричного сигналу з вихідним опором R_r навантажується на вхід двополюсника з активним опором R_a (вхід АРК), чи двополюсник (вихід АРК) з опором R_a сполучається із навантаженням R_n . Умова оптимального узгодження вимагає забезпечення рівності $R_r = R_a$ та $R_a = R_n$.

Із (1.18) випливає, що опір R_a залежить від апертури перекриття електродів W . Зменшення опору випромінювання перетворювача до необхідної величини може бути досягнуте в деяких випадках відповідним збільшенням апертури. Однак збільшення W супроводжується, по-перше, зростанням електричного опору електродів (що викликає значні втрати) та ємності перетворювача і, по-друге, збільшенням ширини звукопроводу (що збільшує габарити і підвищує вартість АРК).

Збільшення опору випромінювання перетворювача вимагає зменшення апертури. При цьому варто враховувати дифракційні перекручування акустичної хвилі, що виникають при занадто малому перекритті електродів. Таким чином, межі зміни апертури перетворювача обмежені.

Задача зміни R_a у широкому діапазоні успішно здійснюється секціонуванням перетворювачів ПАХ і різних комбінацій електроакустичного об'єднання секцій.

Для розгляду роботи цього класу АРК зручно ввести деякі умовні визначення, що характеризують розташування перетворювачів в акустичному тракті. Приклади різного розташування перетворювачів приведені на рисунках 1.9 та 1.10.

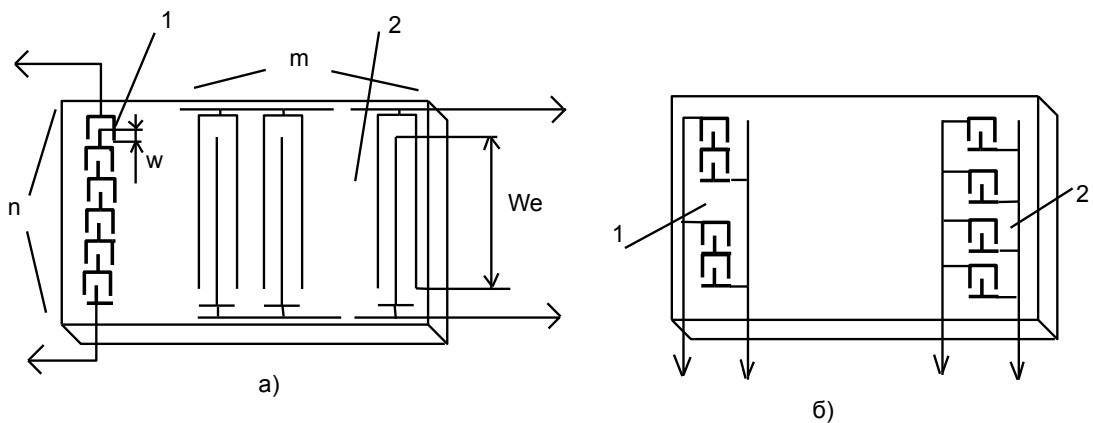


Рис.1.9. Функціональні схеми розташування перетворювачів

Секції одного з перетворювачів 1 (рис.1.9,а) вімкнені електрично-послідовно, а стосовно акустичного тракту – акустично-паралельно (тобто розміщені в паралельних просторових каналах) та спільно утворюють синфазний акустичний потік сумарної апертури W_{Σ} . Секції іншого перетворювача 2 включені електрично-паралельно і акустично-послідовно, тобто розташовані в загальному акустичному потоці (створюваному в даному випадку перетворювачем 1). Апертура кожної із секцій

перетворювача 2 дорівнює апертурі акустичного потоку (W_{Σ}), створюваного перетворювачем 1. Можливі й інші комбінації електричного й акустичного включення секцій.

У пристрої, зображеному на рис.1.9,6, секції перетворювача 1 включені (розташовані) акустично-паралельно, а електричне включення - змішане, тобто послідовні ланки з двох секцій паралельно підключені до загальних шин перетворювача (таке включення секцій застосовується в розгалужувачах сигналів, розглянутому нижче). Інший перетворювач того ж пристрою 2 ілюструє акустичне й електричне об'єднання перетворювачів.

Запропонований підхід дозволяє пояснити роботу акустичного трансформатора. За допомогою акустичного трансформатора можна здійснити узгодження електричних трактів з різними опорами. Коефіцієнт трансформації опору в загальному випадку визначається співвідношенням опорів вхідного і вихідного перетворювачів, що, у свою чергу, можуть бути виконані в кожному зі сполучень, розглянутих на рис.9. Наприклад, в акустичному трансформаторі (рис.1.10) вхідний перетворювач 1 містить n електрично-послідовно й акустично-паралельно включених секцій; вихідний перетворювач 2 - m електрично-послідовно включених секцій. Коефіцієнт трансформації опору $K_R = (n/m)^2$. Конструктивна схема АРК дозволяє розмістити на звукопроводі велике до 20...30 секцій.

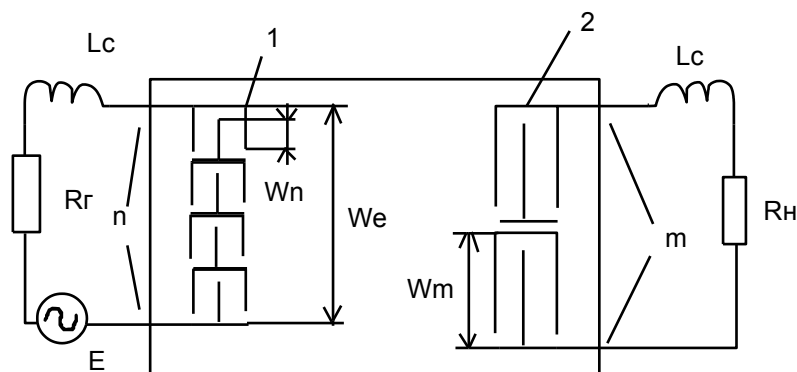


Рис. 1.10. Функціональна схема акустичного трансформатора

Електричне об'єднання секцій у будь-яких сполученнях легко досягається за допомогою інтегральних підсумовуючих шин, при цьому в акустичному трансформаторі досяжні коефіцієнти трансформації опору до 100 і вище. Використання в перетворювачах електродних решіток із кроком електродів, що змінюється, дозволяє синтезувати необхідні перехідні характеристики трансформатора.

Розгалужувачі та суматори сигналів. Розгалуження чи розподіл потужності електричного сигналу легко може бути реалізоване в багатоканальному акустичному пристрої (рис.1.11). Розташований на п'єзоелектричному звукопроводі 1 вхідний перетворювач 2 випромінює акустичну поверхневу хвилю, що поширюється по поверхні звукопроводу в напрямку розташованих паралельно фронту хвилі m^2 вихідних перетворювачів 3. Вхідний перетворювач містить m^2 парціальних секцій, що представляють собою зустрічно-штирові перетворювачі акустичної поверхневої хвилі. Секціонування вхідного перетворювача приймається таким, щоб погодити електроакустичний тракт розповсюдження енергії. З цією метою вхідний опір пристрою на шинах перетворювача 2 повинно дорівнювати вихідному опору кожного з m^2 вихідних перетворювачів. Рівність вхідного і вихідних електричних опорів розгалужувача забезпечується змішаним електричним з'єднанням секцій вхідного перетворювача. При цьому секції з'єднуються послідовно в групи по m , а групи ці у свою чергу з'єднуються паралельно. Таким чином, опір вхідного перетворювача:

$$R_{a\Sigma} = (m/m) R_{an} = R_{an}; \quad n = m^2,$$

де R_a - опір парціальної секції вхідного перетворювача.

При рівності апертур секцій вхідного перетворювача апертурі кожного з вихідних дотримується умова узгодження електричних опорів.

Симетричне розташування вихідних перетворювачів розгалужувача щодо вхідного дозволяє зменшити втрати сигналу, обумовлені двонаправленим випромінюванням перетворювачів, приблизно на 3 дБ. Поряд з цим вдається вдвічі збільшити число каналів пристрою при незмінній ширині звукопроводу. Подібний пристрій успішно виконує функції суматора сигналів. При цьому забезпечується також енергетичне узгодження всього тракту.

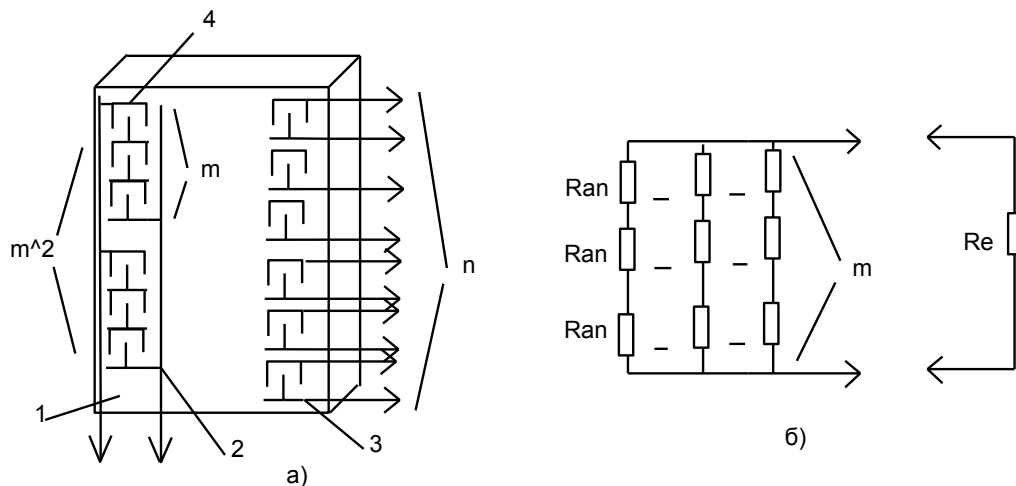


Рис.1.11.Багатоканальний розгалужувач ПАХ

Акустичні фазообертачі. Одержання керованого чи фіксованого зсуву фази сигналу є необхідною операцією в численних пристроях обробки сигналів. Існує кілька способів побудови керованих акустичних фазообертачів. Одним з найпростіших АРК, що реалізують цю функціональну операцію, є "векторний" фазообертач, що одержав назву за аналогією зі своїм електричним прототипом.

Векторний фазообертач являє собою двохвідвідну лінію затримки, один з перетворювачів якої, наприклад вхідний, складається з двох

акустично-рівнобіжних секцій, розміщених на звукопроводі 1 (рис.1.12,а) з деяким просторовим зміщенням, рівним частині довжини акустичної хвилі. Вихідний перетворювач 4 розташований у загальному акустичному потоці секцій 2, 3 вхідних перетворювачів. На рис.13,6 зображені еквівалентна схема і векторна діаграма, що пояснюють роботу фазообертача.

Сигнал від генератора $U(t)$ (рис.1.12,а) надходить на вхідний перетворювач і випромінюється його секціями 2, 3 у виді двох зміщених по фазі на кут α акустичні хвилі. Включені послідовно в ланцюг кожної із секцій вхідного перетворювача керовані опори (наприклад, діоди Д1 та Д2) утворюють резистивні ділянки разом з опорами випромінювання секцій 2, 3 вхідних перетворювачів. Зі зміною величини керованого опору в кожному плечі відбувається перерозподіл енергії, що надходить від генератора, між перетворювачем і опором. На еквівалентній схемі (рис.1.12,б) це ілюструється введенням потенціометрів $R1$ і $R2$. Таким чином, амплітуда векторів $U_1(t)$ і $U_2(t)$ залежить від величини керованих опорів чи, відповідно, від керуючого впливу U_{CM} .

Початкове зміщення між векторами α визначає межі регулювання фазообертача. Оптимальне значення α для "двох векторного" фазообертача складає $90 \dots 120^\circ$. При цьому зміна амплітуди сумарного вектора в процесі перебудови (чи сигналу на вихідному перетворювачі) мінімально. За принципом роботи векторний акустичний фазообертач цілком ідентичний його електричному аналогу. Однак акустичний фазообертач при відповідному зміні топології може працювати в значно більш широкому діапазоні частот ($f=1\dots300$ МГц). Модифікація векторного фазообертача з трьохсекційним перетворювачем забезпечує розширення меж плавного чи

дискретного регулювання фази до 360° . Векторний фазообертач зручний для точного підстроювання фази (затримки) у прецизійних пристроях обробки сигналу. При цьому вектори "зміщують" до значень α , трохи перевищуючі можливі фазові відхилення.

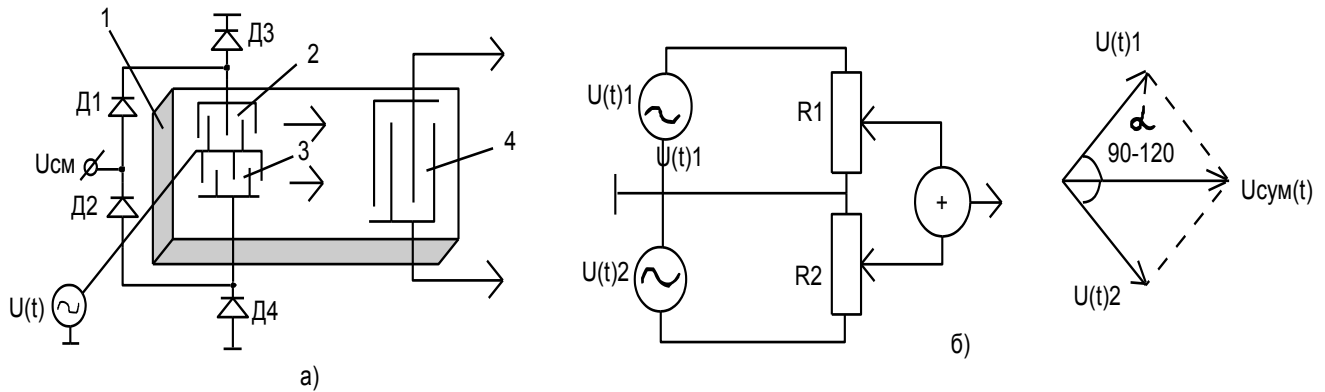


Рис.1.12. Функціональна схема акустичного фазообертача

Фіксоване зрушення фази поверхневої акустичної хвилі може бути отриманий за допомогою простого пристрою. На рис.1.13 приведена структурна схема дискретного фазообертача: між вхідним 1 і паралельно розміщеними в його акустичному потоці вихідними перетворювачами 3 на поверхні звукопроводу розташована металева плівка східчастої форми 2. Кількість східців і їхня ширина відповідають числу й апертурі вихідних перетворювачів.

Різницею довжини східців плівки Δl у парціальних каналах визначається відносне фазове зміщення вихідних сигналів. Дискретна зміна фази може бути реалізована переключенням вихідних перетворювачів пристрою. Одержання необхідного фазового зміщення сигналу шляхом зміни довжини металізації відрізняється більш низькими вимогами до конфігурації фазозсуваючої структури. В іншому відомому методі фазове зміщення між сигналами може бути отримано зміною просторового розташування перетворювачів. Однак, у цьому випадку розміщення перетворювачів

вимагає більшої точності (в $V_A/\Delta V_A$ раз). Іншими словами, металізація поверхні звукопроводу на визначеній довжині є більш "тонким" інструментом керування фазою (затримкою) сигналу, чим зміна відносного розташування перетворювачів.

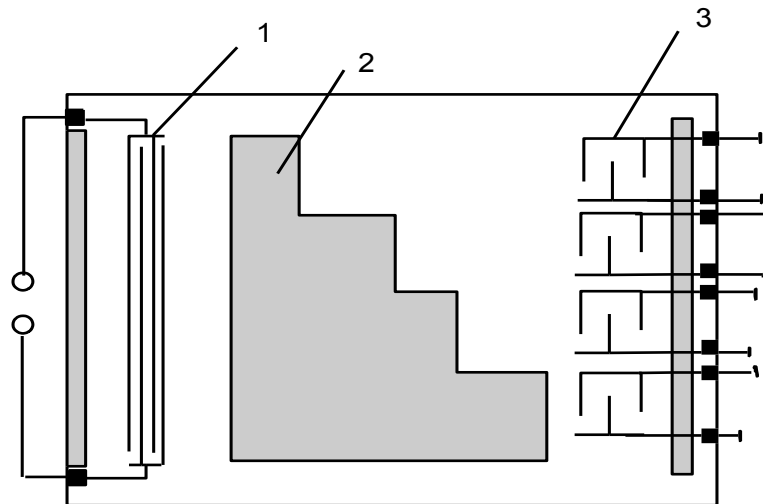


Рис.1.13. Функціональна схема ПАХ-фазообертача

Акустичні атенюатори. Вище була розглянута робота акустичних розгалужувачів (суматорів) сигналів. У ряді пристроїв обробки сигналів бажано поряд з операцією розгалуження (підсумовування) змінювати певним чином амплітуду парціальних сигналів. Розглянемо найпростішу багатоканальну акустичну лінію передачі сигналів (рис.1.14). Один із розташованих на звукопроводі 1 перетворювачів 2 має апертуру, рівну сумарній апертурі парціальних перетворювачів 4. При розгалуженні сигналу, що надходить на перетворювач 2, відносна величина вихідних сигналів визначається параметрами перетворювачів 4. Для забезпечення однакових умов узгодження з зовнішнім трактом їхні апертури і число електродів рівні. Варіювання цими параметрами перетворювачів для одержання різних рівнів вихідних сигналів, таким чином, небажано.

Розглянемо роботу пристрою з поканальними інтегральними акустичними атенюаторами 3 (рис.1.14). Елементи, що одержали назву

акустичних атенуаторів, являють собою двоступінчасті секції тонкої металевої плівки 3, нанесеної на поверхню звукопроводу 1. Ці секції розташовані в акустичних потоках каналів, протяжності ступіней уздовж фронту хвилі рівні. Довжини ступіней у напрямку розповсюдження поверхневої акустичної хвилі у загальному випадку різні.

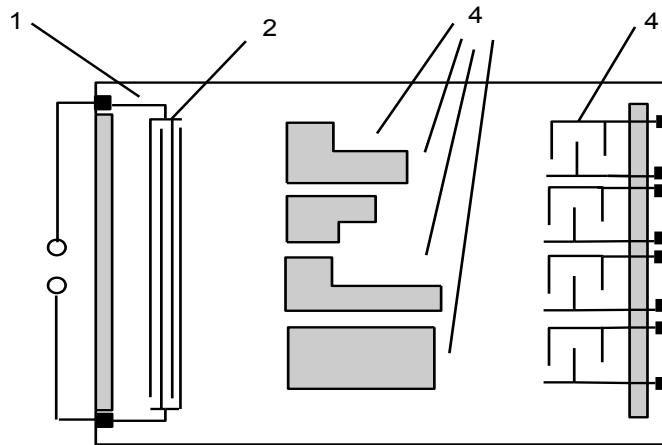


Рис.1.14. Функціональна схема ПАХ-атенуатора

Пояснимо принцип послаблення акустичної хвилі. Пройшовши двохсхідчасту секцію акустична хвиля може бути представлена у виді двох векторів \vec{a}_1 та \vec{a}_2 , розташованих під певним кутом один до одного. Відносний фазовий набіг акустичної хвилі $\Delta\varphi$ визначається тим, що при поширенні уздовж металізованої поверхні хвиля уповільнюється, $\Delta\varphi = (2\pi l / \lambda_A) (\Delta V / V)$, де l - довжина металізованої поверхні в напрямку поширення хвилі.

При різній довжині ступіней металевої плівки поканального атенуатора акустична хвиля "розділяється" на дві хвилі \vec{a}_1 та \vec{a}_2 з різною початковою фазою φ_1 і φ_2 . На вихідному перетворювачі амплітуда сумарного сигналу визначається відносним фазовим зміщенням цих хвиль: $U_\Sigma = 2U \cos[(\varphi_1 - \varphi_2) / 2]$, при $U_1 = U_2 = U$.

Зменшення різниці довжини ступіней при $\Delta\varphi < \pi$ веде до збільшення сумарного сигналу. При рівній довжині ступіней сумарний сигнал максимальний і дорівнює $2U$. Таким чином, амплітуда вихідних сигналів

кожного з каналів залежить лише від різниці довжини металевої плівки в ступінях відповідної секції. Середня довжина ступіней плівки в каналах вибирається рівної $l_0 = (l_1 + l_2)/2$, при цьому забезпечується синфазність вихідних сигналів. Слід зазначити, що недоліком акустичного атенюатора є частотна залежність коефіцієнта ослаблення, що трохи обмежує діапазон його використання.

Багатоканальна акустична лінія передачі (рис.1.14) є прообразом універсального акустичного пристрою, який дозволяє виконувати над сигналом чотири дуже важливих, з погляду обробки, операції чи розгалуження підсумовування сигналів з одночасним амплітудним зважуванням і фазуванням парціальних сигналів (фазування може здійснюватися зміною середньої довжини поканальних секцій).

Важко оцінити функціональні можливості пристрою, що дозволяє робити всі перераховані операції при числі каналів 20...30 (що не є принциповою межею для сучасних АРК). Подібні АРК, безумовно, знайдуть широке застосування в системах просторово-часової обробки сигналів.

Особливою перевагою цих пристроїв є також їхня прецизійність і висока повторюваність характеристик. Багатоканальна лінія передачі, описана тут, служить базовим елементом для більшості складних багатофункціональних акустичних пристроїв обробки сигналів.

В и с н о в к и

В результаті проведеного аналізу науково-технічної літератури показана можливість створення однофункціональних (лінії затримки електричних сигналів, фільтри і резонатори, узгоджувальні елементи, розгалужувачі і суматори сигналів, акустичні фазообертачі й атенюатори) та багатофункціональних (фільтри фазомодульованих і частотномодульованих сигналів, генератори та підсилювачі високочастотних сигналів) пристроїв на поверхневих акустичних хвилях.

2. ТЕОРЕТИЧНА ЧАСТИНА

2.1. Розробка функціональної схеми дискретного фазообертача на ПАХ

Дискретний фазообертач призначений для зсуву фази сигналу на якісь певні кути, в залежності на який канал було подано вхідний сигнал. В цій роботі представлений фазообертач з чотирма каналами, з зсувом фаз : 0 – у першому, 90^0 – у другому, 180^0 – у третьому, 270^0 – у четвертому. Звісно можна зробити скільки завгодно каналів, з будь-яким зсувом фази, але запропоновані зсуви фази найбільш використовуються, а дана розробка є наглядною для описання можливостей та параметрів фазообертачів на ПАХ цього типу.

Функціональна схема модуля фазообертача показана на рис.2.1.

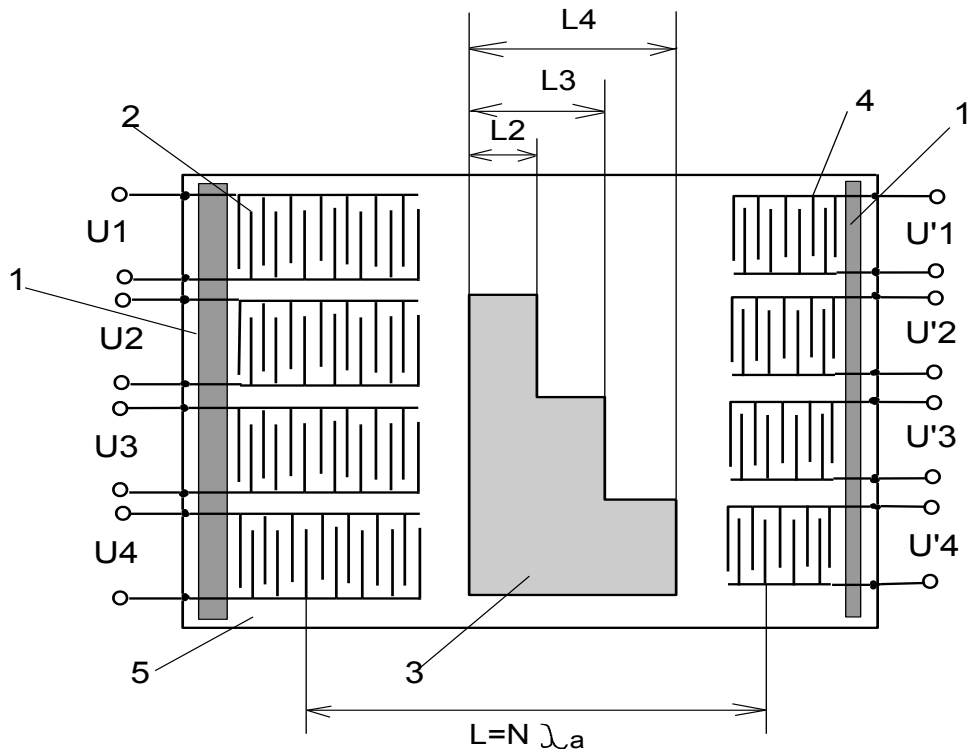


Рис. 2.1. Функціональна схема модуля дискретного фазообертача:

1– поглинаюче покриття; 2– вхідний вузькосмуговий ЗШП;

3– металева плівка алюмінія; 4– вихідний широкосмуговий ЗШП;

5– п'єзоелектричний звукопровід

Цей пристрій є об'єднанням 4 ліній затримки з напиленою між ЗШП плівкою алюмінію. Саме завдяки плівці і відбувається зсув фаз, тому що зменшується фазова швидкість ПАХ на поверхні, на якій напилена металева плівка, причому для:

$$\text{- п'єзокварцу } ST, X - \text{зрізу} \quad \frac{\Delta V}{V_A} = \frac{k_m^2}{2} = \frac{0,0016}{2} = 0,0008;$$

$$\text{- ніобіт літію } LiNbO_3 \text{ } YZ - \text{зрізу} \quad \frac{\Delta V}{V_A} = \frac{k_m^2}{2} = \frac{0,045}{2} = 0,0225.$$

Багатоканальність дозволяє зменшити втрати у приладі, оскільки при одному вході, як на рис.1.13, маємо вихідний сигнал в 4 рази менший, оскільки енергія від входу поступає на всі чотири виходи, але замкнутий тільки один, а отже енергія у інших трьох просто втрачається, і це ще не розглядаючи інші втрати. Трохи ускладнивши структуру, та схему керування ми зменшили втрати в чотири рази, до того ж, у запропонованій структурі апертура вхідних ЗШП рівна апертурі вихідних, а отже і опори узгоджені, що виключає втрати енергії при неузгодженні входу і виходу. Таким чином, запропонований прилад має значні переваги перед раніше пропонованими аналогами.

Отже, потрібно отримати зсув фаз у першому каналі 0, тому у ньому немає металевої плівки. Залишилося розрахувати роботу ЛЗ першого каналу, знати її характеристики та геометричні розміри, а в інших каналах геометрія ЛЗ така ж сама, тільки різниця (рис. 2.1) в довжині металевої плівки L_2 , L_3 , L_4 . Довжина L – відстань між ЗШП, однакова у всіх каналах. Також потрібно розрахувати втрати при передачі сигналу.

Виберемо схему включення такого фазообертача. Для його роботи потрібні два високочастотні електронні ключі, причому їх роботу включення - виключення потрібно синхронізувати схемою керування для того, щоб вони підключали одночасно потрібний вхід та вихід. Функціональну схему показано на рис.2.2.

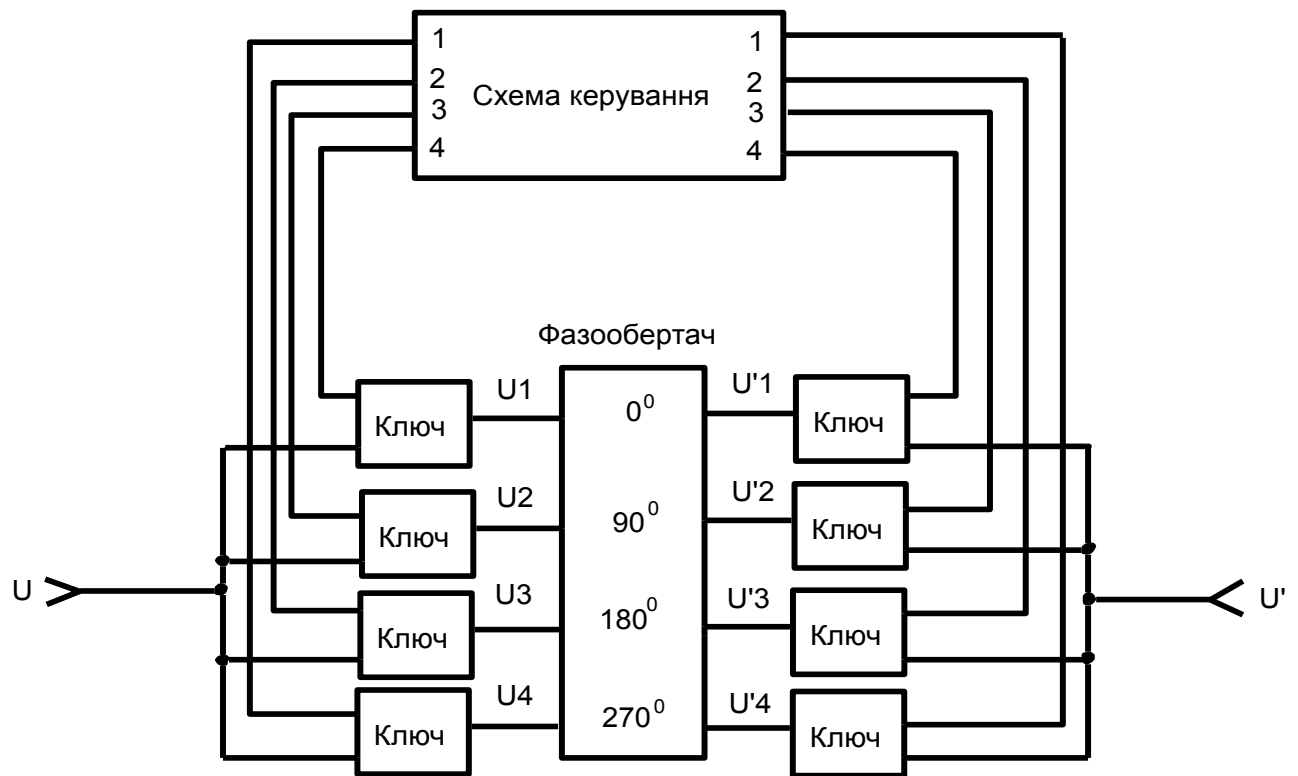


Рис. 2.2. Функціональна схема дискретного фазообертача

Наприклад, нам необхідно зсунути по фазі сигнал на 90° , ми за допомогою схеми керування подаємо керуючий сигнал на вхідний та вихідний ключ другого каналу, тим самим сигнал проходить по ЛЗ з зсувом фаз 90° . Вибір ключів залежить від параметрів та форми корисного сигналу, а вибір схеми керування від типу ключів і системи де буде використовуватися цей фазообертач.

Таким чином, маємо малогабаритний дискретний фазообертач, який легко виготовити, змонтувати та використовувати. Також можливо розвести окремо всі чотири входи і використовувати для обробки різних чотирьох сигналів, в цьому випадку ми маємо блок з декількох різних фазообертачів. Також для нього легко зробити корпус, надавши йому вигляду звичного для виготовлених мікросхем, він матиме 8 вхідних і 8 вихідних електродів, що знаходитимуться знизу корпусу, дозволивши легко розмістити його на платі з іншими компонентами схеми.

2.2. Методика розрахунку конструктивних параметрів модуля на поверхневих акустичних хвилях

2.2.1. Методика розрахунку конструктивних параметрів модуля на базі звукопроводу із ніобат літію YZ – зрізу

Вихідні дані:

- центральна частота $f_0 = 87,20$ МГц;
- смуга пропускання $\Delta f = 2,5$ МГц;
- затримка сигналу $\tau = 15,0$ мкс;
- дисперсія фазової швидкості на металізованій поверхні:
 $\Delta V/V_A = 2,25 \% = 0,0225$;
- зсуви фаз в каналах:
 1 канал - 0° ; 2 канал - 90° ; 3 канал - 180° ; 4 канал - 270° ;
- матеріал звукопроводу – ніобат літію LiNbO_3 YZ зрізу (швидкість ПАХ $V = 3488$ м/с);
- матеріал для наплення електродів, ЗШП та металевої плівки - алюміній.

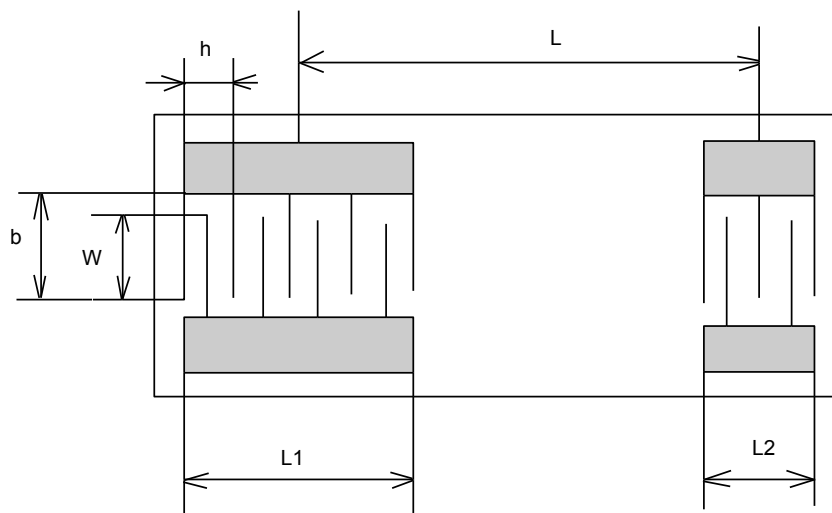


Рис.2.3. Функціональна схема модуля на ПАХ:

h – крок ЗШП; b – довжина електроду; W – апертура ЗШП; L – відстань між центрами ЗШП; L_1 , L_2 – довжини вхідного та вихідного ЗШП

1. Знаходимо довжину ПАХ на вільній поверхні: $\lambda_0 = V_A / f_0 = 40 \text{ мкм}$, де $V_A = 3488 \text{ м/с}$ - швидкість розповсюдження хвиль.

2. Для нормального перетворення електромагнітних коливань частотою f_0 в ПАХ повинна виконуватися умова акустичного синхронізму: $h = \lambda_p = \lambda_0 = 40 \text{ мкм}$.

3. Для оптимального перетворення енергії електричного сигналу в енергію ПАХ мають бути рівні між собою акустична Q_a та електричні Q_e добротності:

$$Q_a = \frac{\pi}{2k_m^2(N-1)} ; \quad Q_e = (N-1)/2 ,$$

де квадрат коефіцієнта електроакустичного зв'язку $k_m^2 = 2\Delta V / V = 0,045$.

Тоді при $Q_a = Q_e$ можемо знайти оптимальну кількість електродів для вхідного вузькосмугового перетворювача:

$$N_1 = \sqrt{\pi / K_m^2} = \sqrt{3,14 / 0,16 \cdot 10^{-2}} \approx 8 .$$

Для вихідного перетворювача можна взяти приблизно в два рази меншу кількість електродів, тобто $N_2 = 4$. Взагалі вхідний та вихідний ЗШП відрізняються лише кількістю штирів та смугою пропускання, апертура однакова.

4. Оскільки кількість електродів впливає на смугу пропускання, то смуга пропускання визначатиметься вхідним вузькосмуговим ЗШП:

- смуга пропускання вузькосмугового ЗШП

$$\Delta f_1 = \alpha \cdot 2f_0 / N_1 = 0,7 \cdot 2 \cdot 87,20 / 8 \approx 15,3 \text{ МГц} ;$$

- смуга пропускання широкосмугового ЗШП

$$\Delta f_2 = \alpha \cdot 2f_0 / N_2 = 0,7 \cdot 2 \cdot 87,2 / 4 \approx 30,5 \text{ МГц} ,$$

де α – коефіцієнт, що має значення 0,7.

5. Ширина електродів d_x і ширина зазору d_s між електродами:

$$d_x = d_s = \frac{\lambda_p}{4} = \frac{40}{4} = 10 \text{ мкм} .$$

6. Довжина вхідного зустрічно-штирового перетворювача:

$$l_{\text{ex}} = (N_1 - 1) \frac{\lambda_p}{2} + \frac{\lambda_p}{4} = (8 - 1) \frac{40}{2} + \frac{40}{4} = 150 \text{ мкм}.$$

7. Довжина вихідного зустрічно-штирового перетворювача:

$$l_{\text{вих}} = (N_2 - 1) \frac{\lambda_p}{2} + \frac{\lambda_p}{4} = (4 - 1) \frac{40}{2} + \frac{40}{4} = 70 \text{ мкм}.$$

8. Відстань між центрами перетворювачів L , яка забезпечує необхідну затримку високочастотного сигналу:

$$L = V \cdot \tau = 3488 \cdot 15 \cdot 10^{-6} = 0,05232 \text{ м} = 52320 \text{ мкм}.$$

9. Знаходимо відстань L_3 між перетворювачами

$$L_3 = L - \frac{(l_{\text{ex}} + l_{\text{вих}})}{2} - \frac{\lambda_p}{4} = 52320 - \frac{150 + 70}{2} - 10 = 52200 \text{ мкм} = 52,2 \text{ мм},$$

10. Довжина підкладки звукопроводу:

$$L_{\Pi} = L_3 + l_{\text{ex}} + l_{\text{вих}} + 2(l_0 + l_{\Pi}) = 52200 + 150 + 70 + 2(5000 + 2790) = 68000 \text{ мкм} = 68,00 \text{ мм},$$

де $l_0 = 5000 \text{ мкм}$ - відстань від ЗШП до поглинача ПАХ; $l_{\Pi} = 2790 \text{ мкм}$ - довжина поглинача ПАХ.

11. Апертура зустрічно-штирових перетворювачів вибирається у межах $W = (30 \dots 150) \lambda_p$. Виберемо:

$$W = 75 \cdot \lambda_p = 75 \cdot 40 = 3000 \text{ мкм} = 3,0 \text{ мм}$$

12. Ширина шини зустрічно-штирових перетворювачів вибирається у межах $d_{\text{ш}} = (10 \dots 50) \lambda_p$. Виберемо: $d_{\text{ш}} = 30 \cdot \lambda_p = 30 \cdot 40 = 1200 \text{ мкм} = 1,2 \text{ мм}$

13. Зазор між шинами перетворювачів та електродами вибирається у межах $d_y = (3 \dots 5) \lambda_p$. Виберемо: $d_y = 5 \cdot \lambda_p = 5 \cdot 40 = 200 \text{ мкм}$.

14. Ширина підкладки для одного каналу:

$$L_{\text{ш}} = W + 2 \cdot d_y + 2 \cdot d_{\text{ш}} + 2d_n = 3000 + 2 \cdot 200 + 2 \cdot 1200 + 2 \cdot 1000 = 7800 \text{ мкм} = 7,80 \text{ мм},$$

де $d_n = 1000 \text{ мкм}$ - відстань від шини ЗШП до краю підкладки.

Таким чином для виготовлення модуля на ПАХ з чотирма каналами необхідна підкладка: ніобат літію LiNbO_3 YZ зрізу – зрізу з розмірами: довжина – $L_{\Pi} = 68 \text{ мм}$; ширина – $4L_{\text{ш}} = 4 \cdot 7,8 = 31,2 \text{ мм}$; товщина 1,5 мм.

2.2.2. Методика розрахунку конструктивних параметрів модуля на базі звукопровода із п'єзокварцу ST-зрізу

Вихідні дані:

- центральна частота $f_0 = 78,95$ МГц;
- смуга пропускання $\Delta f = 2,5$ МГц;
- затримка сигналу $\tau = 15,0$ мкс;
- дисперсія фазової швидкості на металізованій поверхні $\Delta V/V_A = 0,08\% = 0,0008$;
- зсуви фаз в каналах: 1 канал - 0° ; 2 канал - 90° ; 3 канал - 180° ; 4 канал - 270° ;
- матеріал звукопроводу – п'єзокварц ST, X – зрізу (швидкість ПАХ $V = 3158$ м/с)
- матеріал для напilenня електродів, ЗШП та металевий плівки - алюміній.

1. Знаходимо довжину ПАХ на вільній поверхні: $\lambda_0 = V_A / f_0 = 40$ мкм, де $V_A = 3158$ м/с - швидкість розповсюдження хвиль.

2. Для нормального перетворення електромагнітних коливань частотою f_0 в ПАХ повинна виконуватися умова акустичного синхронізму: $h = \lambda_p = \lambda_0 = 40$ мкм.

3. Для оптимального перетворення енергії електричного сигналу в енергію ПАХ мають бути рівні між собою акустична Q_a та електричні Q_e добротності:

$$Q_a = \frac{\pi}{2k_m^2(N-1)} ; \quad Q_e = (N-1)/2 ,$$

де квадрат коефіцієнта електроакустичного зв'язку $k_m^2 = 2\Delta V / V = 0,16 \cdot 10^{-2}$.

Тоді при $Q_a = Q_e$ можемо знайти оптимальну кількість електродів для вхідного вузькосмугового перетворювача:

$$N_1 = \sqrt{\pi / K_m^2} = \sqrt{3,14 / 0,16 \cdot 10^{-2}} = 44$$

Для вихідного перетворювача можна взяти приблизно в два рази меншу кількість електродів, тобто $N_2=22$. Взагалі вхідний та вихідний ЗШП відрізняються лише кількістю штирів та смугою пропускання, апертура однакова.

4. Оскільки кількість електродів впливає на смугу пропускання, то смуга пропускання визначатиметься вхідним вузькосмуговим ЗШП:

- смуга пропускання вузькосмугового ЗШП:

$$\Delta f_1 = \alpha \cdot 2f_0 / N_1 = 0,7 \cdot 2 \cdot 78,95 / 44 \approx 2,5 \text{ МГц};$$

- смуга пропускання широкосмугового ЗШП:

$$\Delta f_2 = \alpha \cdot 2f_0 / N_2 = 0,7 \cdot 2 \cdot 78,95 / 22 \approx 5,0 \text{ МГц},$$

де α – коефіцієнт, що має значення 0,7.

5. Ширина електродів d_x і ширина зазору d_s між електродами:

$$d_x = d_s = \frac{\lambda_p}{4} = \frac{40}{4} = 10 \text{ мкм}.$$

6. Довжина вхідного зустрічно-штирового перетворювача:

$$l_{\text{вх}} = (N_1 - 1) \frac{\lambda_p}{2} + \frac{\lambda_p}{4} = (44 - 1) \frac{40}{2} + \frac{40}{4} = 870 \text{ мкм}.$$

7. Довжина вихідного зустрічно-штирового перетворювача:

$$l_{\text{вих}} = (N_2 - 1) \frac{\lambda_p}{2} + \frac{\lambda_p}{4} = (22 - 1) \frac{40}{2} + \frac{40}{4} = 430 \text{ мкм}.$$

8. Відстань між центрами перетворювачів L , яка забезпечує необхідну затримку високочастотного сигналу:

$$L = V \cdot \tau = 3158 \cdot 15 \cdot 10^{-6} = 0,04737 \text{ м} = 47370 \text{ мкм}.$$

9. Знаходимо відстань L_3 між перетворювачами

$$L_3 = L - \frac{(l_{\text{вх}} + l_{\text{вих}})}{2} - \frac{\lambda_p}{4} = 47370 - \frac{870 + 430}{2} - 10 = 46710 \text{ мкм} = 46,71 \text{ мм},$$

10. Довжина підкладки звукопроводу:

$$L_{\Pi} = L_3 + l_{\text{вх}} + l_{\text{вих}} + 2(l_0 + l_{\Pi}) = 46710 + 870 + 430 + 2(5000 + 4995) = 68000 \text{ мкм} = 68,00 \text{ мм},$$

де $l_0 = 5000 \text{ мкм}$ - відстань від ЗШП до поглинача ПАХ; $l_{\Pi} = 4995 \text{ мкм}$ - довжина поглинача ПАХ.

11. Апертура зустрічно-штирових перетворювачів вибирається у межах $W = (30 \dots 150)\lambda_p$. Виберемо :

$$W = 75 \cdot \lambda_p = 75 \cdot 40 = 3000 \text{ мкм} = 3,0 \text{ мм}$$

12. Ширина шини зустрічно-штирових перетворювачів вибирається у межах $d_{\text{ш}} = (10 \dots 50)\lambda_p$. Виберемо:

$$d_{\text{ш}} = 30 \cdot \lambda_p = 30 \cdot 40 = 1200 \text{ мкм} = 1,2 \text{ мм}$$

13. Зазор між шинами перетворювачів та електродами вибирається у межах $d_y = (3 \dots 5)\lambda_p$. Виберемо:

$$d_y = 5 \cdot \lambda_p = 5 \cdot 40 = 200 \text{ мкм}.$$

14. Ширина підкладки для одного каналу:

$$L_{\text{ш}} = W + 2 \cdot d_y + 2 \cdot d_{\text{ш}} + 2d_n = 3000 + 2 \cdot 200 + 2 \cdot 1200 + 2 \cdot 1000 = 7800 \text{ мкм} = 7,80 \text{ мм},$$

де $d_n = 1000 \text{ мкм}$ - відстань від шини ЗШП до краю підкладки.

Таким чином для виготовлення модуля на ПАХ з чотирма каналами необхідна підкладка: п'єзокварц ST, X - зрізу з розмірами: довжина - $L_{\Pi} = 68 \text{ мм}$; ширина - $4L_{\text{ш}} = 4 \cdot 7,8 = 31,2 \text{ мм}$; товщина 1,5 мм.

2.3. Методика розрахунку акустoeлектричних параметрів модуля на поверхневих акустичних хвилях

Характеристики зустрічно-штирових перетворювачів впливають на параметри ПАХ-пристроїв, особливо на ширину смуги пропускання, внесені втрати основного сигналу і рівень відбиття хвиль від електродів зустрічно-штирових перетворювачів. Для зменшення внесених втрат ПАХ-пристрої часто містять узгоджувальні елементи. У цьому випадку величина втрат і ширина смуги пропускання стають пов'язаними між собою і ця залежність визначається значенням коефіцієнта електромеханічного зв'язку. На рис.2.4 показано послідовну еквівалентну схему ЗШП (а) і схему компенсації реактивного опору перетворювача (б).

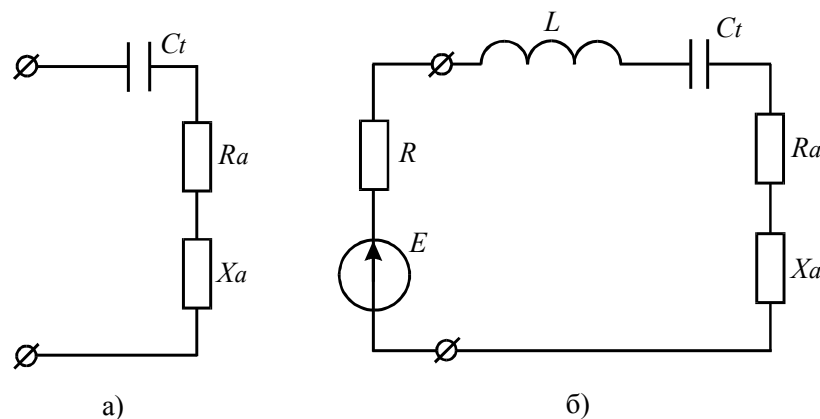


Рис. 2.4. Послідовна еквівалентна схема ЗШП (а) і схема компенсації реактивного опору перетворювача (б).

Послідовна електрична схема ЗШП містить послідовне з'єднання статичної ємності C_t , активної і реактивної складових опору випромінювання $R_a(f)$ і $X_a(f)$, які визначаються співвідношеннями [3, 4, 5, 9]:

$$C_t = (N - 1)C_0W,$$

де C_0 - погонна ємність пари електродів ЗШП (кварц ST - зрізу $C_0 = 0,55 \text{ нФ/см}$, ніобат літію YZ - зрізу - $C_0 = 4,6 \text{ нФ/см}$, танталат літію YZ - зрізу - $C_0 = 5,7 \text{ нФ/см}$); W - апертура ЗШП;

$$R_a(f) = R(f_0) \left[\frac{\sin Y}{Y} \right]^2; \quad X_a(f) = R(f_0) \frac{\sin 2Y - 2Y}{2Y^2}; \quad R_a(f_0) = \frac{2k_m^2}{\pi f_0 C_0 W},$$

де $R(f_0)$ - активна складова опору випромінювання при резонансі;
 $Y = (N-1)\pi\delta/2$; N - кількість електродів; f_0 - центральна частота;
 $\delta = (f_0 - f)/f_0$ - відносне частотне розстроювання; $k_m^2 = 0,0016$ - коефіцієнт електромеханічного зв'язку для п'єзокварцу ST - зрізу.

На рисунках 2.5 та 2.6 зображені залежності активної та реактивної складових опору випромінювання зустрічно-штирового перетворювача від частоти.

Для узгодження перетворювачів із зовнішніми ланцюгами використовується послідовна індуктивність L , підібрана з урахуванням компенсації статичної ємності перетворювача і яка визначається із формули:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_t}.$$

При цьому індуктивність разом із статичною ємністю перетворювача C_t утворюють послідовний електричний контур, електрична добротність якого залежить від числа електродів перетворювача N і коефіцієнта електромеханічного зв'язку k_m^2 :

$$Q_E = \frac{\pi}{2k_m^2(N-1)}.$$

Акустична добротність перетворювача Q_a залежить лише від часової затримки сигналу в ЗШП або від числа електродів зустрічно-штирового перетворювача, тобто:

$$Q_a = (N-1)/2.$$

Оптимальне число пар електродів перетворювача N_0 для даного матеріалу вибирається із умови рівності акустичної й електричної добротностей ($Q_e = Q_a$), звідки знаходимо:

$$N_0 = (N-1) = \sqrt{\frac{\pi}{k_m^2}}.$$

При оптимальному числі електродів ЗШП смуга пропускання електричного контура дорівнює смузі акустичного, тобто забезпечується

повне узгодження електроакустичного тракту в робочій смузі частот або оптимальне електроакустичне узгодження. Безумовно, оптимальне узгодження перетворювача в робочій смузі частот є одним із головних умов, що забезпечують ефективну роботу перетворювача і низький рівень відбиття ПАХ у тракті. Проте іншою, не менше важливою умовою є електричне узгодження із зовнішніми ланцюгами, тобто забезпечення рівності вхідного (вихідного) опору перетворювача й опору джерела (навантаження). Вважаючи опір зовнішніх ланцюгів незмінним у смузі частот, під електричним узгодженням розуміють виконання співвідношення $R_a(f_0) = R_n$, де R_n - опір зовнішнього ланцюга.

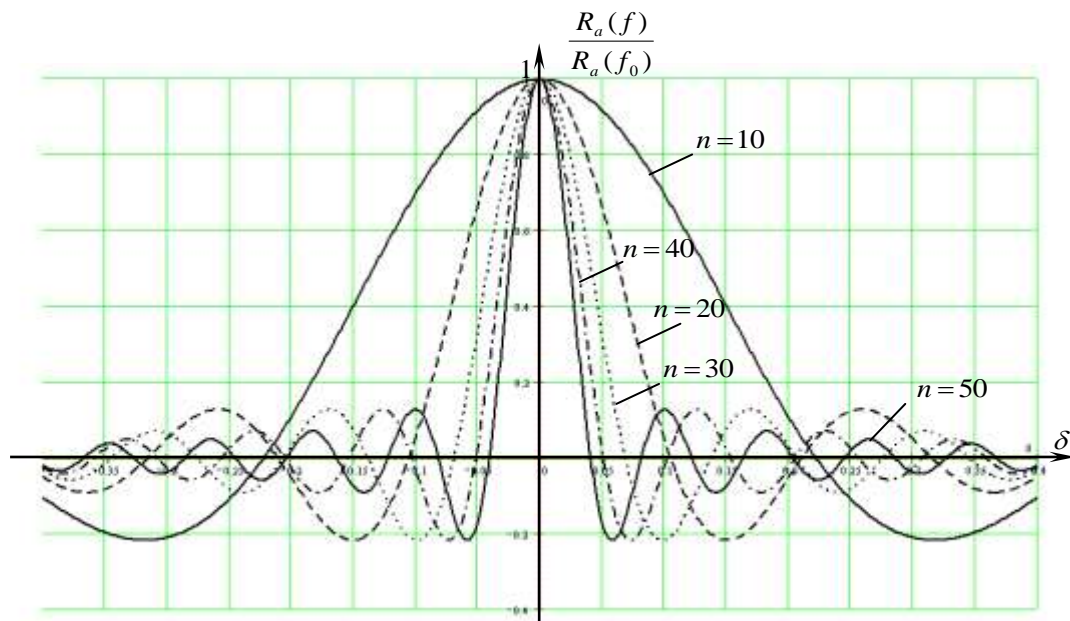


Рис.2.5. Залежності активної складової опору випромінювання зустрічно-штырового перетворювача від частоти

Для забезпечення узгодження у смузі опір навантаження або генератора та опір випромінювання перетворювача повинні вибиратися із умови:

$$\frac{R_n}{R_a(f_0)} = \frac{Q_e(N)}{Q_a(N)},$$

де $Q_e(N)$ і $Q_a(N)$ - електрична й акустична добротності перетворювача, що відповідають вибраному N :

Тоді отримаємо коефіцієнт узгодження перетворювача:

$$\rho = \frac{R_n}{R_a} = \frac{Q_e}{Q_a}.$$

Тоді отримаємо коефіцієнт узгодження перетворювача:

$$\rho = \frac{R_n}{R_a} = \frac{Q_e}{Q_a}.$$

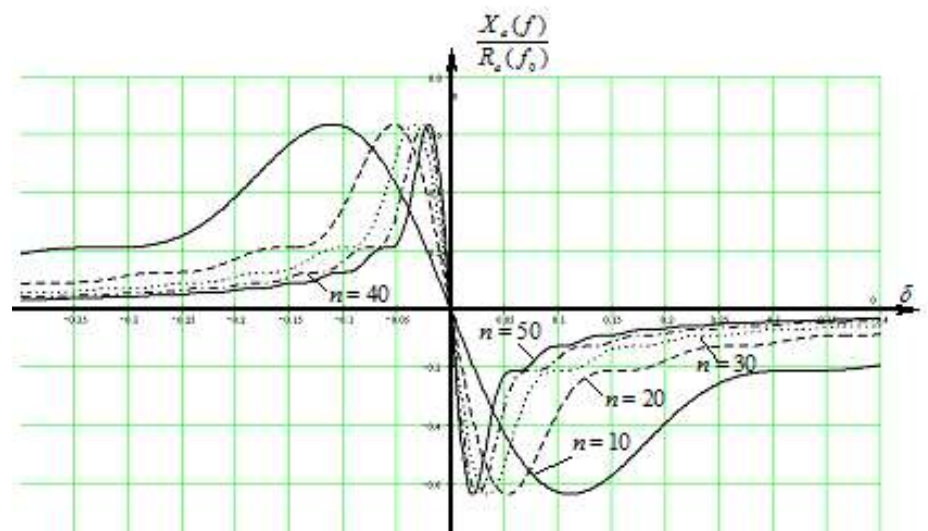


Рис. 2.6. Залежності реактивної складової опору випромінювання зустрічно-штирового перетворювача від частоти

Коефіцієнт узгодженості перетворювача ρ однозначно визначає енергетичні співвідношення в лінії затримки. При падінні ПАХ на перетворювач частина енергії відбивається від нього, частина перетворюється в електричний сигнал і виділяється в навантаженні, а частина проходить у попередньому напрямку. Коефіцієнти відбиття ПАХ B_{11} , проходження B_{21} і поглинання B_{31} визначаються такими співвідношеннями :

$$B_{11} = -10 \lg \frac{1}{(1 + \rho)^2}; \quad B_{21} = -10 \lg \frac{\rho^2}{(1 + \rho)^2}; \quad B_{31} = -10 \lg \frac{2\rho}{(1 + \rho)^2}.$$

Відбиття акустичної хвилі служить джерелом помилкового сигналу, рівень якого визначається співвідношенням:

$$B_{лс} = B_{11}^{ex} + B_{11}^{vix},$$

де B_{11}^{ex} і B_{11}^{vix} - коефіцієнти відбиття від вхідного та вихідного перетворювачів.

Таким чином, визначивши ступінь неузгодженості перетворювачів, можна обчислити внесені втрати ПАХ-пристрою. При цьому варто врахувати існування поряд із неузгодженістю перетворювачів інших джерел втрат: теплових втрат на омичному опорі електродів перетворювачів; згасання акустичного сигналу в процесі поширення; дифракційної розбіжності акустичного променя; генерації об'ємних хвиль.

Сумарні внесені втрати можна оцінити як:

$$B = B_{31}^{ex} + B_{31}^{vix}.$$

2.3.1 Результати розрахунку акустoeлектричних параметрів модуля на базі звукопровода із ніобат літію YZ – зрізу

1. Статичні ємності зустрічно-штирових перетворювачів:

$$C_1 = (N_1 - 1)C_o W = (8 - 1) \cdot 4,6 \cdot 0,3 = 9,66 \text{ пФ};$$

$$C_2 = (N_2 - 1)C_o W = (4 - 1) \cdot 4,6 \cdot 0,3 = 4,14 \text{ пФ}.$$

2. Узгоджувальні індуктивності:

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_1} = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 87,20^2 \cdot 10^{12} \cdot 9,66 \cdot 10^{-12}} \approx 0,35 \text{ мкГн}$$

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_2} = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 87,20^2 \cdot 10^{12} \cdot 4,14 \cdot 10^{-12}} \approx 0,8 \text{ мкГн}$$

3. Активні складові опорів випромінювання при резонансі:

$$R_{a1}(f_0) = R_{a2}(f_0) = \frac{2k_m^2}{\pi f_0 C_o W} = \frac{2 \cdot 0,045}{3,14 \cdot 87,20 \cdot 10^6 \cdot 4,6 \cdot 10^{-12} \cdot 0,3} \approx 238,0 \text{ Ом}$$

4. Електричні Q_e та акустичні Q_a добротності зустрічно-штирових перетворювачів:

$$Q_{e1} = \frac{1}{2K_c^2(N_1-1)} = \frac{1}{2 \cdot 0,045 \cdot (8-1)} \approx 1,6;$$

$$Q_{a1} = (N_1-1)/2 = (8-1)/2 = 3,5;$$

$$Q_{e2} = \frac{1}{2K_c^2(N_2-1)} = \frac{1}{2 \cdot 0,045 \cdot (4-1)} \approx 3,7;$$

$$Q_{a2} = (N_2-1)/2 = (4-1)/2 = 1,5$$

5. Оптимальні значення опорів генератора та навантаження :

$$R_{n1} = R_{a1}(f_0) \frac{Q_{e1}(N_1)}{Q_{a1}(N_1)} = 238 \cdot \frac{1,6}{3,5} \approx 109 \text{ Ом};$$

$$R_{n2} = R_{a2}(f_0) \frac{Q_{e2}(N_2)}{Q_{a2}(N_2)} = 238 \cdot \frac{3,7}{1,5} \approx 587 \text{ Ом}$$

6. Коефіцієнти узгодження зустрічно-штирових перетворювача:

$$\rho_1 = \frac{R_{n1}}{R_{a1}} = \frac{109}{238} \approx 0,46; \quad \rho_2 = \frac{R_{n2}}{R_{a2}} = \frac{587}{238} \approx 2,4$$

7. Коефіцієнти відбиття ПАХ B_{11} , проходження B_{21} і поглинання B_{31} :

$$B_{11}^{ex} = -10 \lg \frac{1}{(1+\rho_1)^2} = -10 \lg \frac{1}{(1+0,46)^2} \approx 3,3 \text{ дБ};$$

$$B_{11}^{lux} = -10 \lg \frac{1}{(1+\rho_2)^2} = -10 \lg \frac{1}{(1+2,4)^2} \approx 11 \text{ дБ};$$

$$B_{21}^{ex} = -10 \lg \frac{\rho_1^2}{(1+\rho_1)^2} = -10 \lg \frac{0,46^2}{(1+0,46)^2} \approx 10 \text{ дБ};$$

$$B_{21}^{lux} = -10 \lg \frac{\rho_2^2}{(1+\rho_2)^2} = -10 \lg \frac{2,4^2}{(1+2,4)^2} \approx 3 \text{ дБ};$$

$$B_{31}^{ex} = -10 \lg \frac{2\rho_1}{(1+\rho_1)^2} = -10 \lg \frac{2 \cdot 0,46}{(1+0,46)^2} \approx 3,7 \text{ дБ};$$

$$B_{31}^{lux} = -10 \lg \frac{2\rho_2}{(1+\rho_2)^2} = -10 \lg \frac{2 \cdot 2,4}{(1+2,4)^2} \approx 3,8 \text{ дБ}.$$

8. Рівень помилкового сигналу: $B_{лс} = B_{11}^{ex} + B_{11}^{lux} = 3,3 + 11,0 = 14,3 \text{ дБ}$

9. Сумарні внесені втрати: $B = B_{31}^{ex} + B_{31}^{lux} = 3,7 + 3,8 = 7,5 \text{ дБ}$

2.3.2 Результати розрахунку акустоелектричних параметрів модуля на базі звукопровода із п'єзокварца ST- зрізу

1. Статичні ємності зустрічно-штирових перетворювачів:

$$C_1 = (N_1 - 1)C_o W = (44 - 1) \cdot 0,55 \cdot 0,3 = 7,1 \text{ пФ};$$

$$C_2 = (N_2 - 1)C_o W = (22 - 1) \cdot 0,55 \cdot 0,3 = 3,5 \text{ пФ}.$$

2. Узгоджувальні індуктивності:

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_1} = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 78,95^2 \cdot 10^{12} \cdot 7,1 \cdot 10^{-12}} \approx 0,57 \text{ мкГн}$$

$$L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_2} = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 78,95^2 \cdot 10^{12} \cdot 3,5 \cdot 10^{-12}} \approx 1,16 \text{ мкГн}$$

3. Активні складові опорів випромінювання при резонансі:

$$R_{a1}(f_0) = R_{a2}(f_0) = \frac{2k_m^2}{\pi f_0 C_o W} = \frac{2 \cdot 0,0016}{3,14 \cdot 78,95 \cdot 10^6 \cdot 0,55 \cdot 10^{-12} \cdot 0,3} \approx 78,0 \text{ Ом}$$

4. Електричні Q_e та акустичні Q_a добротності зустрічно-штирових перетворювачів:

$$Q_{e1} = \frac{1}{2K_c^2(N_1 - 1)} = \frac{1}{2 \cdot 0,0016 \cdot (44 - 1)} \approx 7,3;$$

$$Q_{a1} = (N_1 - 1)/2 = (44 - 1)/2 = 21,5;$$

$$Q_{e2} = \frac{1}{2K_c^2(N_2 - 1)} = \frac{1}{2 \cdot 0,0016 \cdot (22 - 1)} \approx 14,9;$$

$$Q_{a2} = (N_2 - 1)/2 = (22 - 1)/2 = 10,5$$

5. Оптимальні значення опорів генератора та навантаження :

$$R_{n1} = R_{a1}(f_0) \frac{Q_{e1}(N_1)}{Q_{a1}(N_1)} = 78 \cdot \frac{7,3}{21,5} \approx 26,5 \text{ Ом};$$

$$R_{n2} = R_{a2}(f_0) \frac{Q_{e2}(N_2)}{Q_{a2}(N_2)} = 78 \cdot \frac{14,9}{10,5} \approx 110,7 \text{ Ом}$$

6. Коефіцієнти узгодження зустрічно-штирових перетворювача:

$$\rho_1 = \frac{R_{n1}}{R_{a1}} = \frac{26,5}{78,0} \approx 0,34; \quad \rho_2 = \frac{R_{n2}}{R_{a2}} = \frac{110,7}{78,0} \approx 1,4$$

7. Коефіцієнти відбиття ПАХ B_{11} , проходження B_{21} і поглинання B_{31} :

$$B_{11}^{ex} = -10 \lg \frac{1}{(1 + \rho_1)^2} = -10 \lg \frac{1}{(1 + 0,34)^2} \approx 2,5 \text{ дБ};$$

$$B_{11}^{eux} = -10 \lg \frac{1}{(1 + \rho_2)^2} = -10 \lg \frac{1}{(1 + 1,4)^2} \approx 7,6 \text{ дБ};$$

$$B_{21}^{ex} = -10 \lg \frac{\rho_1^2}{(1 + \rho_1)^2} = -10 \lg \frac{0,34^2}{(1 + 0,34)^2} \approx 11,9 \text{ дБ};$$

$$B_{21}^{eux} = -10 \lg \frac{\rho_2^2}{(1 + \rho_2)^2} = -10 \lg \frac{1,4^2}{(1 + 1,4)^2} \approx 4,7 \text{ дБ};$$

$$B_{31}^{ex} = -10 \lg \frac{2\rho_1}{(1 + \rho_1)^2} = -10 \lg \frac{2 \cdot 0,34}{(1 + 0,34)^2} = 8,2 \text{ дБ};$$

$$B_{31}^{eux} = -10 \lg \frac{2\rho_2}{(1 + \rho_2)^2} = -10 \lg \frac{2 \cdot 1,4}{(1 + 1,4)^2} = 4,1 \text{ дБ};$$

8. Рівень помилкового сигналу: $B_{\text{пс}} = B_{11}^{ex} + B_{11}^{eux} = 2,5 + 7,6 = 10,1 \text{ дБ}$

9. Сумарні внесені втрати: $B = B_{31}^{ex} + B_{31}^{eux} = 8,2 + 4,1 = 12,3 \text{ дБ}.$

2.4. Методика розрахунку зсуву фаз фазообертачем

Відлік зсуву фаз проводимо відносно 1-го каналу, в якому відсутнє металеве покриття звукопроводу, тому для цього каналу можна записати співвідношення для фази ПАХ при її розповсюдженні на ділянці з L_k :

$$\psi_1 = \frac{2\pi f_0 L_k}{V_A}.$$

Тоді для k -каналу ($k = 2, 3, 4 \dots n$) можемо записати:

$$\psi_k = \frac{2\pi f_0 L_k}{V_A - \Delta V}.$$

Тоді із співвідношення :

$$\Delta\psi_k = \psi_k - \psi_1 = \frac{2\pi f_0 L_k}{V_A} \frac{\frac{\Delta V}{V_A}}{\left(1 - \frac{\Delta V}{V_A}\right)}$$

можна визначати необхідну довжину металізації звукопроводу при заданих зсувах фази $\Delta\psi_k$:

$$L_k = \frac{\Delta\psi_k V_A \left(1 - \frac{\Delta V}{V_A}\right)}{2\pi f_0 \frac{\Delta V}{V_A}}$$

2.4.1. Результати розрахунку зсуву фаз фазообертачем на базі звукопроводу із ніобат літію YZ – зрізу

Вихідні дані: $V_A = 3488 \text{ м/с}$, $f_0 = 87,20 \text{ МГц}$; $\frac{\Delta V}{V_A} = 0,0225$.

1 канал : $\Delta\psi_1 = 0$ і тоді $L_1 = 0$ (металізація відсутня).

2 канал : $\Delta\psi_2 = \frac{\pi}{2}$ і тоді $L_2 = 0,45 \text{ мм}$ (металізація на ділянці звукопровода з довжиною 0,45 мм).

3 канал : $\Delta\psi_3 = \pi$ і тоді $L_3 = 0,9 \text{ мм}$ (металізація на ділянці звукопровода з довжиною 0,9мм).

4 канал : $\Delta\psi_4 = \frac{3\pi}{2}$ і тоді $L_4 = 1,8 \text{ мм}$ (металізація на ділянці звукопровода з довжиною 1,8 мм).

Алюмінієва плівка товщиною $S = 0,03 \text{ мкм}$ напиляється на всю поверхню звукопровода, а потім методом фотолітографії формуються зустрічно-штирові перетворювачі та ділянки звукопровода для забезпечення зсуву фаз в каналах фазообертача.

2.4.2. Результати розрахунку зсуву фаз фазообертачем на базі звукопроводу із п'єзокварца ST – зрізу

Вихідні дані: $V_A = 3158 \text{ м/с}$, $f_0 = 78,95 \text{ МГц}$; $\frac{\Delta V}{V_A} = 0,0008$.

1 канал : $\Delta\psi_1 = 0$ і тоді $L_1 = 0$ (металізація відсутня).

2 канал : $\Delta\psi_2 = \frac{\pi}{2}$ і тоді $L_2 = 12,49 \text{ мм}$ (металізація на ділянці звукопровода з довжиною 12,49 мм).

3 канал : $\Delta\psi_3 = \pi$ і тоді $L_3 = 24,98$ мм (металізація на ділянці звукопровода з довжиною 24,98 мм).

4 канал : $\Delta\psi_4 = \frac{3\pi}{2}$ і тоді $L_4 = 37,47$ мм (металізація на ділянці звукопровода з довжиною 37,47 мм).

Алюмінієва плівка товщиною $S = 0,03$ мкм напиляється на всю поверхню звукопровода, а потім методом фотолітографії формуються зустрічно-штирові перетворювачі та ділянки звукопровода для забезпечення зсуву фаз в каналах фазообертача.

В и с н о в к и

1. Обґрунтована функціональна схема 4-х канального дискретного фазообертача із зсувом фаз: 0° ; 90° ; 180° ; 270° .

2. Виконано розрахунки конструктивних та акустоелектричних параметрів модуля дискретного фазообертача на ПАХ на звукопроводах із ніобат літію YZ – зрізу (центральна частота $f_0 = 87,20$ МГц, внесені втрати 7,5 дБ) та п'єзокварцу ST, X – зрізу (центральна частота $f_0 = 78,95$ МГц, внесені втрати 12,3 дБ); смуга пропускання пристроїв на рівні – 3 дБ складає $\Delta f = 2,5$ МГц; затримка сигналу $\tau = 15,0$ мкс; зсуви фаз в каналах: 1 канал - 0° ; 2 канал - 90° ; 3 канал- 180° ; 4 канал- 270° .

Для створення фазового зсуву на звукопровід напиляється плівка алюмінія товщиною 0,03 мкм на всю поверхню звукопровода, а потім методом фотолітографії формуються зустрічно-штирові перетворювачі та ділянки звукопровода для забезпечення зсуву фаз в каналах фазообертача.

Для фазообертача на базі звукопровода із п'єзокварцу ST, X – зрізу:

1 канал : $\Delta\psi_1 = 0$ і $L_1 = 0$ (металізація відсутня).

2 канал : $\Delta\psi_2 = \frac{\pi}{2}$ і $L_2 = 12,49$ мм (металізація довжиною 12,49 мм).

3 канал : $\Delta\psi_3 = \pi$ і $L_3 = 24,98$ мм (металізація довжиною 24,98 мм).

4 канал : $\Delta\psi_4 = \frac{3\pi}{2}$ і $L_4 = 37,47$ мм (металізація довжиною 37,47 мм).

3. ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ФАЗИ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

До засобів вимірювання фази, які серійно випускаються промисловістю, відносяться вимірювачі різниці фаз сигналів (фазометри) і вимірювачі групового часу запізнювання. Конструктивно ці засоби вимірювань виконані у вигляді переносних приладів в уніфікованих корпусах, призначених для використання у вигляді настільних пристроїв, а також для вбудовування в типовий корпус при необхідності складання у вимірювальну систему [16,17].

Вимірювач різниці фаз типу ФК2-12 призначений для вимірювання різниці фаз і напруг двох змінних синусоїдальних сигналів в діапазоні частот від 1 до 1000 МГц.

В пристрої використовується схема двохканального супергетеродинного приймача з автоматичним настроюванням на частоту вимірюваного сигналу (рис.3.1). Індикаторні пристрої, що забезпечують безпосередній відлік по стрілочним приладам і формування аналогових сигналів, пропорційних виміряним напрузі і різниці фаз, працюють на фіксованій частоті.

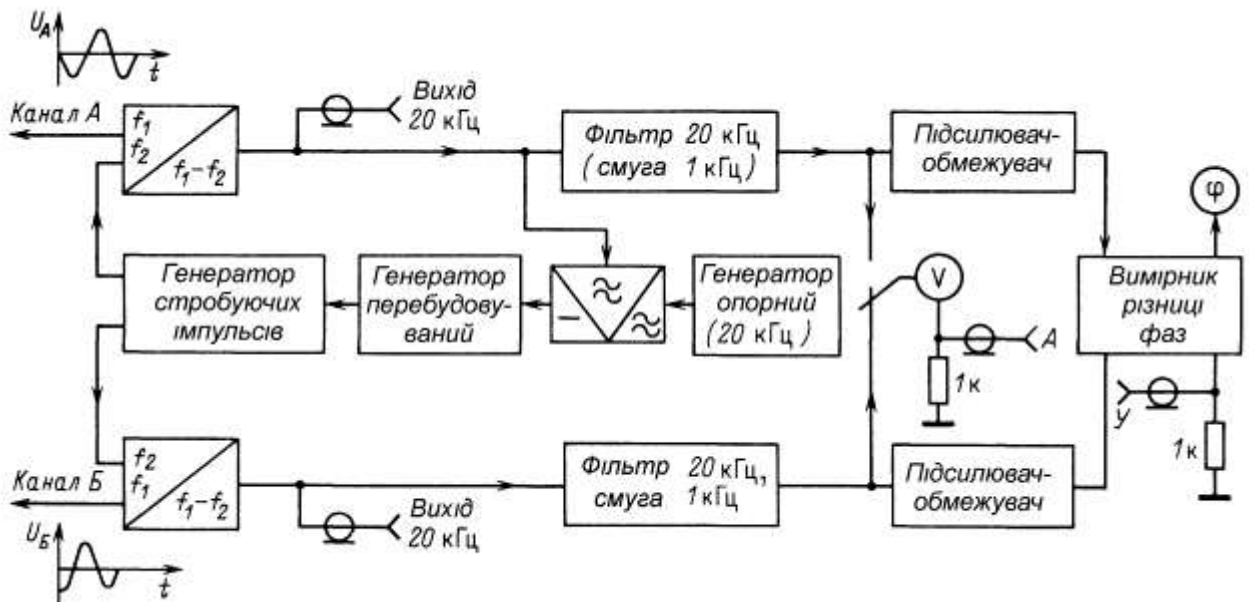


Рис.3.1. Структурна схема фазометра типу ФК2-12

У перетворювачі частоти використовуються стробоскопічні змішувачі і задаючий перебудовуваний генератор на діапазон частот 0,98...2 МГц, сигнал

якого поступає на формувач-генератор стробуючих імпульсів. У момент дії імпульсів стробоскопічний змішувач знаходиться в положенні «відкритий» і вимірюваний або опорний вхідний сигнал поступає на вихідну накопичувальну ємність. На виходах підсилювачів, включених після змішувача, виходять сигнали, частота яких є різницею частоти вимірюваного сигналу і гармоніки частоти перебудовуваного генератора. Інформація про форму, амплітуду і фазові співвідношення сигналів переноситься на проміжну частоту 20 кГц. Зворотний зв'язок по змінному струму забезпечує високу лінійність перетворення при великих рівнях вхідних сигналів.

Для зручності експлуатації пристрою перетворювач виконаний на виносних пробниках, що дозволяють проводити вимірювання у відкритих схемах. Вхідний опір пробника 80 кОм, шунтоване ємністю 3 пФ. Вимірювання на високих частотах можуть проводитися за допомогою трійників, які є в комплекті приладу. Вхідний опір при цьому складає 50 Ом, КСХ не більше 1,2 на частотах до 500 МГц і 2,5 на частотах до 1000 МГц.

На задній стінці приладу передбачені виходи аналогових сигналів, пропорційних напрузі в вимірювальному каналі і різниці фаз сигналів. Для розширення можливостей використання приладу при аналізі структури сигналів є виходи перетворених напруг, смуга яких може відповідати 12 гармонікам проміжної частоти по кожному каналу.

Прилад можна використовувати як високочастотний вольтметр при вимірюванні одним каналом A . При цьому відсутня необхідність калібрування і установки нуля. Використовуючи виходи проміжної частоти за допомогою осцилографа, дефіметра або інших приладів на частоті 20 кГц, можна виміряти параметри АМ, ЧМ модуляції і зміст гармонік вхідних сигналів.

Об'єднання функцій вимірювання напруг і різниці фаз в одному пристрої дозволяє застосовувати його для вимірювання комплексних характеристик передачі при використуванні будь-якого генератора сигналів, а застосування додаткових направлених відгалужувачів або мостів – для вимірювання повних опорів і коефіцієнтів віддзеркалення, тобто всіх

параметрів розсіяння (S-параметрів) чотириполіусників. Використовуючи типові джерела живлення і відповідні конструкції корпусів утримувачів, можна вимірювати параметри транзисторів.

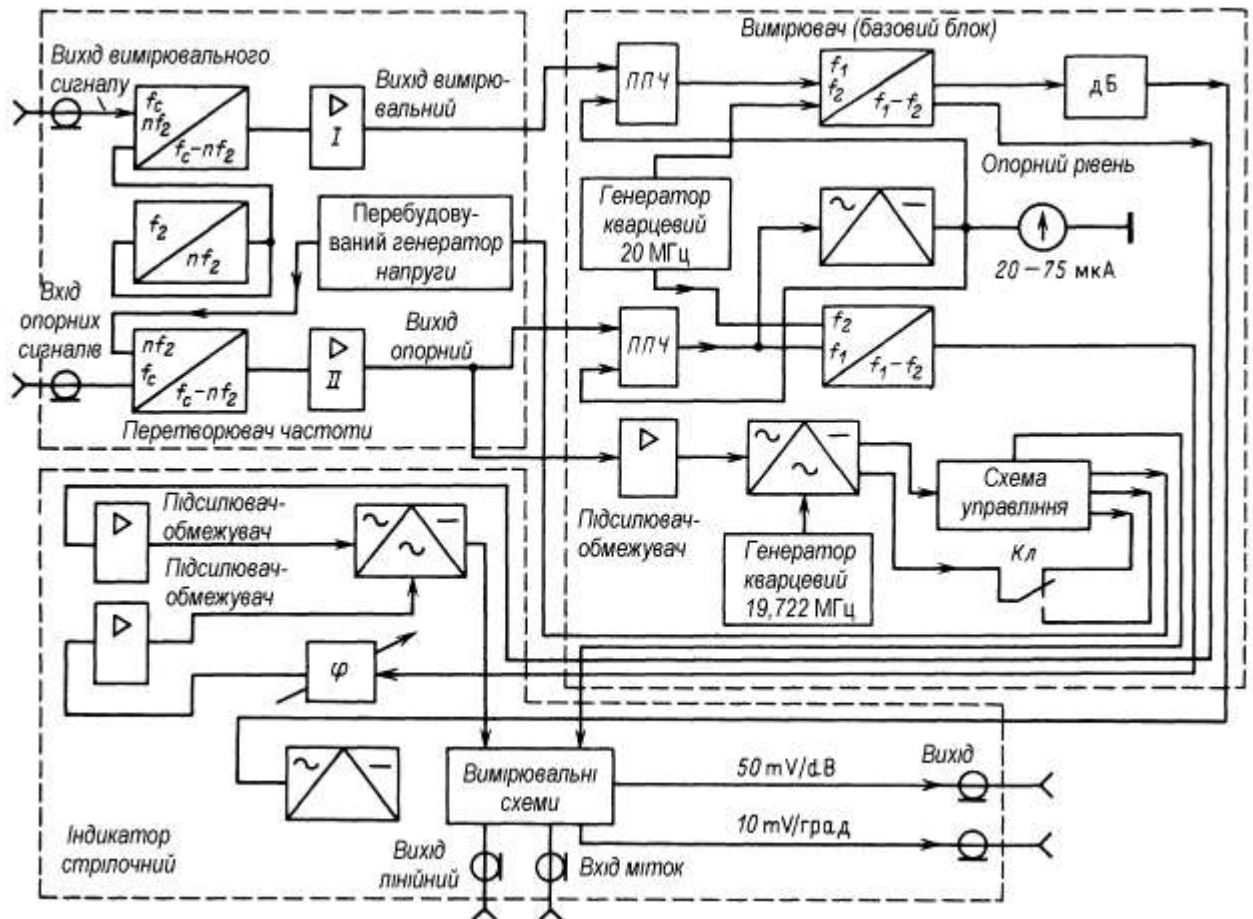


Рис.3.2. Функціональна схема фазометра типу ФК2-14

Вимірювач різниці фаз типу ФК2-14 призначений для вимірювання різниці фаз сигналів і відношення їх амплітуд в діапазоні частот від 0,11 до 7 ГГц. Пристрій (рис.3.2) містить блок перетворення частоти, базовий блок, стрілочний індикатор і високочастотний блок. У блоці перетворення частоти з'єднані стробоскопічні змішувачі, що забезпечує зручність підключення до вимірюваного об'єкту, виключає вплив з'єднань гетеродинного тракту на похибку вимірювання фази. Базовий блок приладу забезпечує настройку на фіксовану проміжну частоту 20 МГц. Він містить також точний атенюатор, що дозволяє проводити компенсаційний відлік відношення рівнів. Вихідні сигнали з частотою 278 кГц поступають на змінний блок індикації у вигляді

стрілочного приладу, що забезпечує відлік показань з високою роздільною здатністю $0,2^\circ$ і 0,2 дБ. Для вимірювання комплексних коефіцієнтів передачі об'єктів в приладі є високочастотний блок, який використовується для розділення сигналу на два канали і регулювання різниці довжини опорного і вимірюваного каналу при їх вирівнюванні, коли вимірюється відхилення фазочастотної характеристики від лінійного закону. Є у цьому блоці лінія змінної довжини, яка використовується для самоперевірки приладу при оцінці похибки вимірювання зсуву фаз.

Комбінований прилад ФК2-14 дозволяє вимірювати різниці фаз і відношення рівнів сигналів, зміни цих параметрів при використуванні аналогових вихідних сигналів. Вимірювання проводяться на фіксованих частотних точках до 7 ГГц або безперервно в будь-якій точці діапазону при гойданні частоти до 4 ГГц. Цей прилад дозволяє також вимірювати параметри фазообертачів, модуляторів, фільтрів і інших елементів ланцюгів і знаходити залежність модуля і фази коефіцієнтів передачі від параметра чотириполюсників (наприклад, живлення для активних пристроїв).

При використуванні різних світл-генераторів можливі панорамні вимірювання. Індикація в цьому випадку може проводитися на стандартному осцилографу, наприклад С1-64.

Цей прилад можна використовувати як ампліфазометр для різних антенних вимірювань: дослідження впливу обтічника, зняття амплітудних і фазових діаграм спрямованості, вимірювання (при використуванні додаткових антенних пристроїв) амплітудно-фазового розподілу в ближній зоні.

Технічні характеристики найперспективніших фазометрів представлені в табл. 3.1.

Таблиця 3.1.

Характеристики перспективних фазометрів

Параметр	Значення параметра приладів			
	Ф2-16	ФК2-12	ФК2-14	ФК2-18
Діапазон частот, МГц	20 Гц–20 МГц	1–1000 МГц	110–7000 МГц	110–12400 МГц
Інтервал вимірювання фази, град	0–360	0±180	0±180	0±180
Похибка вимірювання, град	0,2–0,004	2,5	3	1
Вхідна напруга, В	0,001–100	0,015–1,0	$5 \cdot 10^{-10}$ – $5 \cdot 10^{-4}$	10^{-4} – 10^{-7}
Вхідний опір; ємність	1 МОм ; 30 пФ	80 кОм; 3,5 пФ	50 Ом	50 Ом

Оснoву метрологічного забезпечення засобів вимірювання фази складають державні спеціальні еталони і зразкові засоби вимірювань, що взаємодіють між собою відповідно до встановленої перевірконої схеми згідно ГОСТ 8.139–75 і ГОСТ 8.194–76.

Державний еталон по ГОСТ 8.139–75 складається з комплексу наступних засобів вимірювань:

- резисторно-ємнісного фазообертача, що складається з набору мір опору і повітряного конденсатора змінної ємності;
- лінії затримки, що складається з набору окремих реактивних ланок;
- вимірювального мосту змінного струму для вимірювання і контролю індуктивностей ліній затримки;
- компенсаторів змінного струму для градуювання ланок лінії затримки і перевірки зразкових засобів вимірювань;
- вимірювального мосту змінного струму для узгодження ланок лінії затримки;
- генератора змінної напруги.

Еталон відтворює кут зсуву фаз в діапазоні 0–360° при частоті 1000 Гц з середньоквадратичним відхиленням від $0,3 \cdot 10^{-3}$ до $10 \cdot 10^{-3}$ град. при

систематичній складовій від $2 \cdot 10^{-4} + 10^{-4}\varphi$ до $40 \cdot 10^{-4} + 0,17 \cdot 10^{-4}\varphi$, град, залежності від значення вимірюваного кута зсуву фаз.

Структурна схема еталона одиниці кута зсуву фаз приведена на рис.3.3.



Рис. 3.3. Структурна схема еталона кута зсуву фаз

Синусоїдальний сигнал кварцового генератора частотою 1000 Гц поступає безпосередньо на *Вих1* і на послідовно ввімкнені резистивно-ємнісний плавний *RC*-фазообертач, калібровану східчасту лінію затримки, допоміжне навантаження і на *Вих2*. Резистивно-ємнісний фазообертач служить для відтворення кута зсуву фаз в інтервалі від 0 до 5°. Лінія затримки, складена із узгоджених між собою *n*-ланок і навантажена на узгоджене навантаження, призначена для розширення діапазону відтворюваних кутів фазових зсувів до 360° шляхом фіксованих часових затримок сигналу.

Застосування еталонних *RC* і *LC* ланцюжків як фазозадаючих ланцюгів в калібраторах фази припускає використання високостабільних елементів, їх термостатування і контроль.

Передача розміру одиниці кута зсуву фаз зразковим засобам вимірювань 1-го розряду здійснюється порівнянням за допомогою компаратора (приладу у вигляді *RC*-ланцюга з пристроєм порівняння або електронного фазометра із стабільністю не менше 0,01) і робочим засобам вимірювань методом прямих вимірювань. Аналогічним чином зразкові засоби вимірювань 1-го розряду, в якості яких використовуються двофазні генератори на дискретних частотах і зразкові пасивні фазообертачі, застосовують для перевірки зразкових засобів вимірювань 2-го розряду.

Похибка зразкових засобів вимірювань першого розряду відповідно до перевірконої схеми не повинна перевищувати $0,1^\circ$, а другого $0,3^\circ$.

Робочі засоби вимірювання кута зсуву фаз між двома електричними напругами в діапазоні частот вище $2 \cdot 10^5$ Гц перевіряють по спеціальній методиці.

В діапазоні від 8,2 до 12 ГГц для передачі розміру одиниці кута зсуву фаз зразковим засобам 1-го розряду використовується Державний спеціальний еталон (ГОСТ 8.194–76), що складається з наступного комплексу засобів вимірювань:

- хвилеводного плавного фазообертача телескопічного типу, набору хвилеводних відрізків перетином 23×10 мм;
- фазового моста-компаратора, що містить спеціальні генератори, фазометр, трійник, хвилеводний тракт і опорні елементи.

Діапазон значень кута зсуву фаз, відтворених еталоном, складає $0 \dots 360^\circ$ з середньоквадратичним відхиленням, не перевищуючим $0,1^\circ$ при систематичній похибці не більш $0,1^\circ$.

В и с н о в к и

До засобів вимірювання фази, які серійно випускається промисловістю, відносяться вимірювачі різниці фаз сигналів (фазометри). Конструктивно ці засоби вимірювань виконані у вигляді переносних приладів в уніфікованих корпусах, призначених для використання у вигляді настільних пристроїв, а також для вбудовування в типовий корпус при необхідності складання у вимірювальну систему. Використання схеми двоканального супергетеродинного приймача з автоматичним настроюванням на частоту вимірюваного сигналу в приладах ФК2-12, ФК2-14 та ФК2-18, які перекривають частотний діапазон від 1,0 МГц до 12400 МГц і призначені для вимірювання різниці фаз і напруг двох змінних синусоїдальних сигналів, дозволяє виконувати вимірювання параметрів амплітудної та частотної модуляції, зміст гармонік вхідних сигналів.

В И С Н О В К И

1. В результаті проведеного аналізу науково-технічної літератури показана можливість створення однофункціональних (лінії затримки електричних сигналів, фільтри і резонатори, узгоджувальні елементи, розгалужувачі і суматори сигналів, акустичні фазообертачі й атенюатори) та багатофункціональних (фільтри фазомодульованих і частотномодульованих сигналів, генератори та підсилювачі високочастотних сигналів) пристроїв на поверхневих акустичних хвилях.

2. Обґрунтована функціональна схема 4-х канального дискретного фазообертача із зсувом фаз: 0^0 ; 90^0 ; 180^0 ; 270^0 .

3. Виконано розрахунки конструктивних та акустоелектричних параметрів модуля дискретного фазообертача на ПАХ на звукопроводах із ніобат літію YZ – зрізу (центральна частота $f_0 = 87,20$ МГц, внесені втрати 7,5 дБ) та п'єзокварцу ST, X – зрізу (центральна частота $f_0 = 78,95$ МГц, внесені втрати 12,3 дБ); смуга пропускання пристроїв на рівні – 3 дБ складає $\Delta f = 2,5$ МГц; затримка сигналу $\tau = 15,0$ мкс; зсуви фаз в каналах: 1 канал - 0^0 ; 2 канал - 90^0 ; 3 канал - 180^0 ; 4 канал - 270^0 .

Для створення фазового зсуву на звукопровід напиляється плівка алюмінія товщиною 0,03 мкм на всю поверхню звукопровода, а потім методом фотолітографії формуються зустрічно-штирові перетворювачі та ділянки звукопровода для забезпечення зсуву фаз в каналах фазообертача.

Для фазообертача на базі звукопроводу із п'єзокварцу ST, X – зрізу:

1 канал : $\Delta\psi_1 = 0$ і $L_1 = 0$ (металізація відсутня).

2 канал : $\Delta\psi_2 = \frac{\pi}{2}$ і $L_2 = 12,49$ мм (металізація довжиною 12,49 мм).

3 канал : $\Delta\psi_3 = \pi$ і $L_3 = 24,98$ мм (металізація довжиною 24,98 мм).

4 канал : $\Delta\psi_4 = \frac{3\pi}{2}$ і $L_4 = 37,47$ мм (металізація довжиною 37,47 мм).

4. Розроблено складальне креслення модуля фазообертача на ПАХ. Фазообертач розміщується у стандартному корпусі для мікросхем. Оскільки фазообертач виконаний на кристалі п'єзокварцу ST, X – зрізу, то в нього покращені термостабільні характеристики, зростання температури до 100°C не впливає суттєво на його частотні характеристики та втрати при розповсюдженні ПАХ.

5. Використання схеми двоканального супергетеродинного приймача з автоматичним настроюванням на частоту вимірюваного сигналу в приладах ФК2-12, ФК2-14 та ФК2-18, які перекривають частотний діапазон від 1,0 МГц до 12400 МГц і призначені для вимірювання різниці фаз і напруг двох змінних синусоїдальних сигналів, дозволяє виконувати вимірювання параметрів амплітудної та частотної модуляції, зміст гармонік вхідних сигналів.

4. ПРОПОЗИЦІЯ ДО СТАРТАП-ПРОЕКТУ ФАЗООБЕРТАЧА ВИСОКОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ

Представлено результати розробки дискретних фазообертачів на поверхневих акустичних хвилях (ПАХ). Отримано результати розробки конструктивних та електричних параметрів фазообертача:

- центральна частота $f_0 = 78,95$ МГц;
- смуга пропускання $\Delta f = 2,5$ МГц;
- затримка сигналу $\tau = 15,0$ нс;
- зсуви фаз в каналах: 1 канал - 0° ; 2 канал - 90° ;
3 канал- 180° ; 4 канал- 270° .

Актуальність проекту:

1. Пристрій відкриває нові можливості перед радіофізиками та радіoeлектроніками.
2. За допомогою фазообертача на поверхневих акустичних хвилях можливо отримувати дискретну зміну фази вихідного сигналу.
3. Зміна фази на виході відбувається в результаті зміни фазової швидкості ПАХ на ділянці п'єзoeлектрика, яка покривається шаром міді.
4. В кожному каналі зсув фази забезпечується різною довжиною металізації між вхідним і вихідними зустрічно-штировими перетворювачами. В ньому використовується той ефект, що є різниця між швидкостями розповсюдження ПАХ на поверхні кристалу п'єзoeлектрика та на короткозамкненій поверхні. Змінюючи довжину металевої плівки у каналі можна змінити зсув фаз.
5. Відрізняється цей фазообертач від своїх попередників тим, що за рахунок повного рознесення каналів зменшуються втрати енергії, які були у непідключених до лінії вихідних ЗШП. Фазообертач зручно використовувати для обробки як одного сигналу, так і для обробки різних чотирьох сигналів. Такий фазообертач можна використовувати в

каскадах обробки сигналу, на його основі можна спроектувати генератор з змінною частотою, або просто систему автопідстроювання для генератора надвисоких частот.

Які проблеми необхідно вирішувати при розробці фазообертача високочастотних сигналів:

1. Обґрунтувати функціональну схему 4-х канального дискретного фазообертача із зсувом фаз: 0^0 ; 90^0 ; 180^0 ; 270^0 .
2. Виконати розрахунки конструктивних та акустоелектричних параметрів модуля дискретного фазообертача на ПАХ на звукопроводах із п'єзокварцу ST, X – зрізу (центральна частота 78,95 МГц, внесені втрати 12,3 дБ); смуга пропускання пристроїв на рівні – 3 дБ складає 2,5 МГц, затримка сигналу 15 мкс; зсуви фаз в каналах: 1 канал - 0^0 ; 2 канал - 90^0 ; 3 канал - 180^0 ; 4 канал - 270^0 .
3. Для створення фазового зсуву на звукопровід напильється плівка алюмінію товщиною 0,03 мкм на всю поверхню звукопровода, а потім методом фотолітографії формуються зустрічно-штирові перетворювачі та ділянки звукопровода для забезпечення зсуву фаз в каналах фазообертача.
4. Операції складання ПАХ-пристроїв проводяться за наступною схемою: приклеювання підкладки в корпус; розварювання золотим дротом електричних виводів і заземлень; закріплення лаком чи струмопровідним клеєм золотих виводів на контактних площадках; герметизація корпусу; перевірка герметичності гелієвим пристроєм для пошуку витікання через штенгель; відкачування і наповнення інертним газом; герметизація штенгелю.
5. Приклеювання пластини повинно забезпечити механічну міцність при вібрації та ударах. Шар клею повинен бути досить еластичним, щоб при температурних розширеннях корпусів не розривалася пластина.
6. Приєднуються провідники до контактних площадок мікрозварюванням.

7. Основними причинами виходу з ладу в процесі експлуатації ПАХ-пристроїв є: руйнування п'єзоелектричної підкладки; порушення цілісності елементів кріплення (найчастіше зварених з'єднань) чи виникнення в них залишкових деформацій; виникнення механічних ушкоджень і структурних змін у поверхневому шарі звукопроводу.

Які проблеми вирішує продукт стартапу:

1. Розробленим пристроєм забезпечується зміна фази височастотного сигналу, яка необхідна у системах спецпризначення.

Сутність ідеї стартапу. Сутність рішення стартапу, конкурентні переваги продукту:

1. Конструкція побудована з урахування простоти та дешевизни апаратури спецпризначення.
2. Ідеологія полягає у використанні пристрою на поверхневих акустичних хвилях на базі твердотільної структури, що забезпечує можливість довготривалого використання в системах спецпризначення.

Хто є споживачами продукції і в чому полягає ціннісна пропозиція:

1. Військова техніка
2. Електронна апаратура, в якій необхідно змінювати фазу сигналу.

Ціннісна пропозиція:

1. Зміна фази вихідного сигналу здійснюється з високою точністю без механічного контакту.

Заходи маркетингового просування продукції проекту:

1. Наукові виставки
2. Гранти
3. Реклами на конференціях

Канали збуту продукції

1. Державні замовники купуватимуть комплекс «Фазообертач високочастотних сигналів» відразу на місці розробки та виготовлення для використання в спеціальних радіотехнічних систем.
2. Приватні споживачі купуватимуть комплекс «Фазообертач високочастотних сигналів» для створення електронних систем з фазообертачами високочастотних сигналів.

Висновок до стартап-проекту

Стартап-проект розроблено відповідно до теми «Фазообертач високочастотних сигналів», використання якого передбачається в радіосистемах військового призначення та в електронній апаратурі, в яких передбачається зміна фази вихідного сигналу.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНОЇ НАУКОВО - ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

- 1.Речицкий В. И. Акустоэлектронные радиокомпоненты.– М.:Сов.радио, 1980. – 264 с.
- 2.Дмитриев В. В., Акпамбетов В. Б., Бронникова Е. Г. и др. Интегральные пьезоэлектрические устройства фильтрации и обработки сигналов: Справ. пособие. – М.: Радио и связь, 1985. –176 с.
- 3.Фильтры на поверхностных акустических волнах : расчёт, технология, и применение/Под ред. Г. Мэттьюза. – М.: Радио и связь, 1981. – 472 с.
- 4.Дьелесан Э., Руайе Д. Упругие волны в твердых телах. Применение для обработки сигналов. – М.: Наука, 1982. – 424 с.
- 5.Дворников А.А., Огурцов В.И., Уткин Г.М. Стабильные генераторы с фильтрами на поверхностных акустических волнах. –М.: Радио и связь, 1983. –136с.
- 6.Орлов В. С., Бондаренко В. С. Фильтры на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с.
- 7.Речицкий В. И. Акустоэлектронные радиокомпоненты. –М.: Радио и связь, 1987. – 192 с.
- 8.Морган Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах. – М.: Радио и связь, 1990. – 416 с.
- 9.Кайно Г. Акустические волны. Устройства, визуализация и аналоговая обработка сигналов. – М.: Мир, 1990. – 656 с.
- 10.Нелинейные акустоэлектронные устройства и их применение/ В.С.Бондаренко, Б.Г.Бочков, В.Л.Громашевский, Б.В.Соболев/ Под ред. В.С.Бондаренко. – М.: Радио и связь, 1985. – 160 с.

11.Акустоэлектроника/В.А. Хорунжий, Е.В, Долбня, П.Н.Богатов/ Под ред. В.А. Хорунжего. – К.: Техніка, 1984. – 152 с.

12. Жовнир Н.Ф., Черняк Н.Г., Дидковский А.А., Ковтун Р.И., Наушенко С.С. Измерительные преобразователя физических величин на ПАВ// Электроника и связь, 2003, №18. – С.22-27.

13. Функціональна електроніка: Функціональні пристрої на поверхневих акустичних хвилях. Методичні вказівки до виконання лабораторно – практичних робіт та курсових проектів (робіт) для студентів спеціальності ”Електронні прилади та пристрої ” всіх форм навчання / Укладач: М.Ф.Жовнір. – К.: НТУУ ”КПІ”, 2006. – 37 с.

14.Шермегор Т.Д., Стрельцова Н.Н. Пленочные пьезоэлектрики. – М.: Радио и связь, 1986. –136 с.

15.Акустические кристаллы: Справочник / Под ред. М.П. Шастольской.– М.: Наука, 1982. – 632 с.

16. Гаврилов Ю.С. – Справочник по радиоизмерительным приборам – М: Энергия, 1975. – 620 с.

17. Шкурин Г.П. – Справочник по новым радиоизмерительным приборам – М: Воениздат, 1966. – 360 с.